

V TOMTO SEŠITĚ

Jak dál ve Svazarmu (dokončení).....	201
Aplikovaná elektronika	
Aplikace operačních zesilovačů	202
Využití OZ v měřicí technice	202
Střídavě vázané zesilovače napětí	203
Zapojení pro měření proudu	203
Lineární usměrňovače	205
Využití OZ při konstrukci osilátorů a generátorů	207
Aktivní filtry	211
Použití OZ při můstkových měřeních	215
Servozesilovače s OZ	215
Logaritmické zesilovače, .. převodníky tvaru	216
Konstrukce univerzálního elektronického měřicího přístroje	217
Popis zapojení a činnosti	217
Stejnospárný zesilovač	218
Vstupní dílčí	219
Převodník AC-DC	219
Měření odporníků	220
Seřízení a nastavení	220
Aplikace v Integrovaných obvodů ..	220
Použití MA3000, MA3005	220
Mf zesilovač s AFS	221
Hry na TV obrazovce	222
Modifikace I zapojení TV hry	223
Modifikace II zapojení TV hry	228
Synchronní detekce	231
Funkce systému AFS	232
Stereofoniční dekódér s AFS	232
Synchronní detektor s AFS pro AM	233
Hybridní integrované obvody	234
IO pro dekódéry barevných TVP	236

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kašousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donáth, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králik, prom. fyz. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, řéf. linka 354, redaktor I. 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšířuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Dohledáci pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí vyrábí PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazky pouze po 14 hodině. Číslo indexu 46044.

Materiály pro toto číslo předány tiskárna 19. 9. 1977
Toto číslo má podle plánu výjít 18. 11. 1977
© Vydavatelství MAGNET, Praha

Jak dál ve Svazarmu

Na závěr minulého pokračování o perspektivách radioamatérské činnosti ve Svazarmu jsme si uvedli, že koncepce předpokládá, že trvalou pozornost rady všech stupňů musí věnovat i modernizaci a zdokonalování učebních, výcvikových a metodických pomůcek, že musí připravit a rozvíjet sérii stavebnic pro polytechnickou činnost, pokusných stavebnic přístrojů a zařízení i měřicích přístrojů. Je samozřejmé, že stavba uvedených přístrojů by měla proběhnout v radio klubech jako součást technické zájmové činnosti a bylo by vhodné využít ji k výuce a rozšiřování vědomostí ze základů elektrotechniky a měřicí techniky. Přitom koncepce i zde je zcela konkrétní, ukládá totiž koncepčně i programově dořešit tyto otázky do konce roku 1978.

Je zřejmé, že bez sledování nejnovějších poznatků z elektrotechniky a bez jejich aplikací se neobejdě žádný profesionál ani amatér – proto je třeba řešit odpovídající využití nové techniky v radio klubech Svazarmu. Nová technika by v radio klubech měla podněcovat vlastní tvůrčí technickou amatérskou činnost, jejímž výsledkem by měla být dokonalejší technická základna, popř. její modernizace. V tomto směru by řídící orgány měly připravovat a pravidelně vyhlašovat technické soutěže a technické konkursy, a vítězové práce by měly být základem při zabezpečování činnosti radio klubů technikou a materiálem. Tato činnost by měla být nedílnou součástí technické zájmové činnosti Svazarmu v oblasti elektrotechniky.

Závěr koncepce radioamatérské činnosti ve Svazarmu se týká finančního zabezpečení. Po této stránce se v koncepci připomíná, že do popředí především v budoucnu vystupuje úkol prohloubit úlohu plánu a postihovat s předstihem trendy vývoje nákladů na činnost Svazarmu. Dále je třeba konkretizovat v pětiletých plánech věcné požadavky na finanční zabezpečení radistických činností. V nejbližší etapě, tj. do konce roku 1978 postihnout základní radistické činnosti, které mohou přispět ke zvýšení přílivu financí do pokladen radio klubů a základních organizací (a nejen základních organizací). Tvořit vlastní finanční zdroje lze i uvnitř Svazarmu např. pořádáním různých kurzů a školení za úhradu, kolektivní prací v radio klubech při řešení tematických úkolů a zlepšovacích nářítků, uspokojováním různých odborných specializovaných zájmů jednotlivců a především organizací apod. V neposlední řadě se jeví jako velmi účelné a výhodné sdružovat prostředky Svazarmu a dalších společenských organizací při společné zájmové činnosti (např. se SSM, Pionýrskou organizací, JZD, ROH, ČSVTS, školami, závody atd.).

Tímto končí koncepce radistické činnosti ve Svazarmu, kterou pod názvem Směry a úkoly dalšího rozvoje radistiky ve Svazarmu schválil ÚV KSC jako zásadní směrnicí pro naši budoucí činnost. Tento politický dokument dává výhled do nejbližších nejméně deseti let. Při naplňování koncepce je třeba nejprve seznámit všechny členy a funkcionáře s jejím obsahem – to by měl samozřejmý požadavek pro nejbližší budoucnost. Součástí seznámení s koncepcí by měla být analýza současného stavu ve všech jednotlivých radio klubech, základních organizacích, okresech i krajích. Výsledky této analýzy by měly být nedílnou a podstatnou částí krátkodobých i dlouhodobých plánů činnosti na všech stupních, měly by v každém případě odpovídat požadavkům a návrhům koncepce.

Dostat plnění úkolů koncepce do každodenní práce nebude v žádném případě snadné – pomoci by mohly především výroční členské schůze, aktivity radioamatérů a výroční konference okresů a krajů. Uvnesených schůz, aktivit a konferencí by se měly objevit závěry k plnění jednotlivých úkolů koncepce na příslušném stupni. Tak tedy první, analytická část koncepce umožňuje získat hlediska pro zhodnocení stavu každého radio klubu i okresních nebo krajských radistických rad, umožňuje a dává návod k tomu, jak v místních podmínkách vypadá členská základna, zda a co je třeba zlepšit atd. V tomto směru je si třeba všimat i toho, jak elektronika proniká do zemědělství a využít z toho příslušné závěry – vytvářet radio kluby v ZO střediskových obcí, v opravnách zemědělských strojů, ve Státních strojních stanicích apod.

Druhá část koncepce umožňuje sestavit krátkodobé i dlouhodobé pořadí úkolů a programy činnosti pro každou organizaci. Přitom je třeba mít stále na zřeteli, že pozornost je třeba věnovat především politickovýchovnému působení, které spočívá ve spojování činnosti základních organizací a radio klubů s výchovou socialistického člověka. Členové Svazarmu by měli být politicky, i morálně pevnými obránci a budovateli socialistické vlasti – tento požadavek však vyžaduje i (kromě jiného) vysokou úroveň funkcionářů, vedoucích cvičitelů, trenérů, rozhodčích atd. Je zřejmé a praxí ověřené, že nejlepší v tomto směru je osobní příklad: získá-li si funkcionář (vedoucí, trenér) autoritu svými odbornými znalostmi, provozními schopnostmi, technickou zručností atd., je schopen se zárukou působit na utváření vědeckého světového názoru svých svěřenců, na prohlašování jejich socialistického vlastenectví, prostě vést je k aktivní účasti na životě v našem socialistickém státu.

Při plánování činnosti je třeba věnovat pozornost i politickovýchovnému působení vně Svazarmu, především na mládež. Tady se uplatní cílevědomá propagační a agitační činnost, vývěsní skříňky atd. Nesmíme zapomínat, že naše zájmová činnost, radistika a radioamatérská vůbec jsou velmi atraktivní a že svou podstatou, kterou je třeba propagovat především, velmi dobře využívají mentality mládeže, především té její části, která je tak zvaná „založená technicky“. Protože jde však současně o poměrně složitou a náročnou zájmovou činnost, je třeba při výchově zájemců postupovat s rozmyslem, soustavně a trpělivě. Zájmová činnost navíc musí prohlašovat základy všeobecného vzdělávání účastníků, musí poskytovat mládeži i všem ostatním dostatek informací o procesu vývoje elektrotechniky a jejich aplikací ve společenském životě a pracovním procesu.

Z koncepce vyplývají dále ještě mnohé jiné požadavky, návrhy, směrnice apod. Na závěr se zmíníme ještě o dvou, z nichž velmi důležitý je růst členské základny. Zde je třeba brát v úvahu, že na „krásná slova nikoho nenachytáme“. Získávání nových a aktivních členů je podmíněno uplatňováním nových rysů činnosti, které jsou uvedeny v koncepci a kromě toho všichni funkcionáři musí věnovat maximální pozornost práci s mládeží a vzniku i vývoji nových zájmů v oblasti elektrotechniky, vhodným způsobem je podchycovat a naplňovat je v praktické činnosti Svazarmu.

Dalším z požadavků je pomáhat zavádět elektroniku i do dalších odborností SvaZarmu – do modelářství, do výcvikových středisek branící apod. S těmito otázkami je spojen i žádoucí růst podílu radioamatérů ve zlepšovatelském a nováčkém hnutí (a to jak uvnitř, tak i vně SvaZarmu).

Závěrem lze říci, že realizováním úkolů, uvedených v koncepci, posílíme plnění spole-

čenské funkce SvaZarmu v naplňování úkolů Jednotného systému branné výchovy obyvatelstva, jak zdůraznil ve svém článku o koncepti pplk. V. Brzák, tajemník ÚRRK SvaZarmu.

Vše nebude jistě jednoduché a nepůjde realizovat ihned. Problemy je však třeba společně řešit a především vyřešit. A jak se již mnohokrát v dáně i zcela nedávné

minulosti prokázalo, problémy budou vyřešeny, když je budeme řešit společně, na všechny stupních s maximálním úsilím. Když každý svaZarmovský pracovník, aktivista i členové naší branné vlastenecké organizace přiloží ruku k dílu, pak se jistě dilo podaří. A prospěch z něj budeme mít všichni – každý jednotlivě i celá společnost.

APLIKOVANÁ ELEKTRONIKA

Ladislav Kryška, prom. fyz., Jiří Zuska

Applikace operačních zesilovačů

Operační zesilovače – elektronické prvky, známé před několika lety především odborníkům, zabývajícím se vývojem a využitím analogové výpočetní techniky, případně speciální měřicí techniky – se v poslední době stávají téměř stejně běžným aktivním prvkem, jako třeba tranzistory. Obliba, s níž se operační zesilovače setkaly i u radioamatérské veřejnosti, je nesporné vyvolána jejich vynikajícími vlastnostmi, které při jejich správné aplikaci přinášejí mnoho výhod (úspora času, dosažení lepších parametrů, zmenšení rozměrů atd.).

Vraťme se však nejdříve zpět do historie. První zmínky o operačních zesilovačích můžeme nalézt v odborné literatuře z let 1947 až 1948. Tehdy pochopitelně šlo o zesilovače osazené elektronikami; polovodičové operační zesilovače, vyráběné z diskrémických součástek ve formě modulů („krabiček“ z plastických hmot s kolíkovými vývody) se objevily zhruba až o patnáct let později. V modulovém provedení se určitě typy operačních zesilovačů vyrábějí dodnes (především zesilovače speciálních vlastností, jichž nelze dosáhnout při použití monolitické technologie – hlavně velmi rychlé zesilovače).

V ČSSR byly operační zesilovače stejně jako v zahraničí používány zprvu v analogové výpočetní technice (známý počítač MEDA, vyráběný v několika verzích, včetně elektronkové). K největšímu rozmachu využití operačních zesilovačů v ostatních odvětvích elektroniky (hlavně v přístrojové technice) došlo po zavedení výroby monolitických operačních zesilovačů v n. p. TESLA Rožnov. Prvním typem operačního zesilovače, který se u nás vyráběl sériově, byl zesilovač obvodově shodný se světově proslulým typem μA709, který byl původně vyvinut a vyráběn známou americkou firmou Fairchild Semiconductor a který do svého výrobního programu zařadila naprostá většina světových výrobců integrovaných obvodů. Tento operační zesilovač se u nás vyrábí dosud a to pod označením MAA501 až 504.

Po úspěšném zvládnutí výroby tohoto zesilovače byl do výroby připraven druhý typ – MAA725. Jde o zesilovač vynikající kvalitou, vyznačující se malým teplotním driftem, malým šumem a velkým zesílením. Svými vlastnostmi je tento zesilovač zvláště vhodný pro přístrojovou techniku, především ke zpracování extrémně malých signálů. Rovněž

tento zesilovač vychází konstrukčně z osvědčeného zahraničního typu μA725.

V současné době přichází TESLA Rožnov na trh se dvěma novými typy operačních zesilovačů, jde o typy MAA741 a MAA748. Obvodové řešení těchto zesilovačů (odpovídající typům μA741 a μA748) je téměř shodné, zesilovače se liší jen v tom, že MAA741 má v monolitické struktuře vestavěn kondenzátor pro kmitočtovou kompenzaci, kdežto u typu MAA748 se tento kondenzátor připojuje zvenčí.

Kvalitativně patří tyto zesilovače přibližně do stejné řady jako zesilovače řady MAA500, které však předstihují hlavně svými provozními vlastnostmi (nevyskytuje se u nich stav nelineárního nasycení, snesou větší souhlasné i rozdílové vybuzení vstupů, je možné u nich jednoduše kompenzovat vstupní napěťovou nesymetrii, jsou odolné proti přetížení vstupů i výstupů atd.). Lze očekávat, že zesilovače řady MAA500 budou těmito novými typy postupně zcela vytlačeny a nahrazeny.

Tímto výčtem jsme vyčerpali všechny typy v ČSSR vyráběných a běžně dostupných operačních zesilovačů. Kromě toho se např. ve Výzkumném ústavu matematických strojů v Praze vyrábí řada typů modulových zesilovačů s vynikajícími parametry, ale jejich amatérské využití prakticky nepřichází v úvahu. Větší část tohoto sortimentu přebírá sice do výroby hybridní technologii n. p. TESLA Lanškroun, ale zdá se, že i u těchto operačních zesilovačů budou stát v cestě jejich většímu rozšíření mezi radioamatéry závažné překážky (kapacita výroby a ceny). Podrob-

něji se o integrovaných obvodech, vyráběných hybridní technologií, zmíníme v jiné kapitole.

Využití operačních zesilovačů v měřicí technice

Velmi častý způsob měření elektrických veličin (např. střídavého napětí, proudu, odporu atd.) spočívá v tom, že se měřená veličina nejdříve převede na stejnosměrné napětí vhodné velikosti, úměrné vždy velikosti měřené veličiny. Toto napětí se potom již pohodlně změří – např. ručkovým měřidlem nebo číslicovým voltměrem, případně je můžeme zaznamenat zapisovačem (je-li měřená veličina proměnná v čase).

Jako převodník měřené veličiny na stejnosměrné napětí se používá operační zesilovač (spolu s vhodnými zpětnovazebními obvody); při měření stejnosměrného napětí se operační zesilovač používá pouze jako stejnosměrný zesilovač. Z literatury jsou známa invertující a neinvertující zapojení, popřípadě diferenční zapojení zesilovače stejnosměrného napětí včetně rovníc, podle nichž tato zapojení pracují. Není proto třeba se těmto případům znovu věnovat. Uvedeme si jen jeden méně známý případ zapojení, u něhož lze řídit zesílení diferenčního zesilovače změnou jediného odporu (obr. 1). Výstupní napětí tohoto zapojení můžeme vypočítat ze vztahu

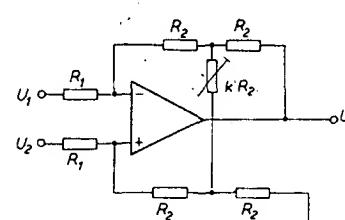
$$U_0 = \frac{2R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{k} \right) (U_2 - U_1)$$

Z rovnice vidíme, že v limitním případě, kdy se součinitel k blíží k nekonečnu (to znamená, že odpor kR_2 ze zapojení vymíme), degraduje toto zapojení na klasický typ diferenčního zesilovače. Požadujeme-li, aby měl diferenční zesilovač na obou svých vstupech velký vstupní odpor, použijeme zapojení, které je na obr. 2. Zesilovače Z_1 a Z_2 pracují jako sledovače, proto je jejich vstupní odpor velký. Přitom se však neinvertující vstup zesilovače Z_1 chová (z hlediska celého zapojení) jako vstup invertující. Celkové zesílení je dáno ziskem zesilovače Z_3 , tedy poměrem $R_2 : R_1$.

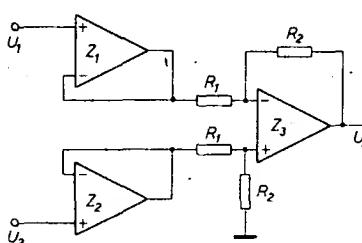
Na obr. 3 vidíme obdobné zapojení, u něhož však můžeme řídit zesílení změnou jediného odporu R_2 . Pro přenos napětí u tohoto zapojení platí rovnice

$$U_0 = \frac{(U_2 - U_1)R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

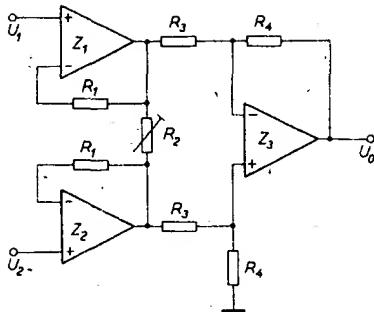
Toto zapojení se označuje jako přístrojový zesilovač. Z rovnice pro přenos napětí je patrné, že zesílení není lineární funkcií odporu R_2 . Takovému požadavku však vyhoví



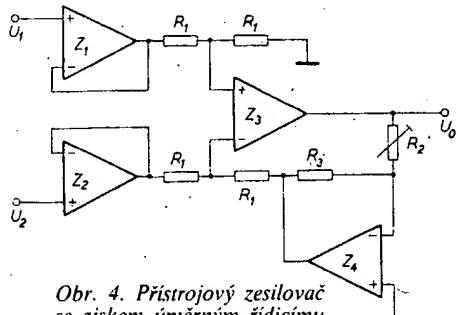
Obr. 1. Diferenční zesilovač s možností řízení zisku



Obr. 2. Přístrojový zesilovač



Obr. 3. Přístrojový zesilovač s možností řízení zisku



Obr. 4. Přístrojový zesilovač se ziskem úměrným řídicímu odporu

zapojení na obr. 4, jehož napěťový přenos můžeme vyjádřit rovnici

$$U_0 = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_3}$$

Přístrojové zesilovače nalezly široké uplatnění a velkou oblibu hlavně potom, co je začaly přední světové firmy hromadně vyrábět – nejdříve ve formě modulů a v poslední době i jako integrované obvody, zhotovené monolitickou nebo hybridní technologií. Také v Československu bylo úspěšně vyuvinuto několik typů přístrojových operačních zesilovačů, které se svými parametry vyrovnaní spíškovým výrobkům amerických firem. Na sériovou výrobu si však, bohužel, ještě nějaký čas počkáme.

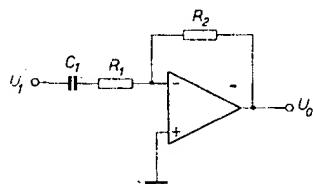
Střidavě vázané zesilovače napětí

Zapojení operačních zesilovačů, která se používají k zesilování stejnosměrných napětí, můžeme v zásadě použít i pro přenos střidavých signálů. Jestliže však např. potřebujeme oddělit od střidavého napětí stejnosměrnou složku, pak musíme použít vazbu oddělovacím kondenzátorem. Na obr. 5 je zapojení invertujícího střidavě vázaného zesilovače. Bude-li mít kondenzátor C_1 pro zesilované střidavé napětí daného kmitočtu zanedbatelnou reaktanci, bude pro přenos napětí platit vztah

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} U_1$$

přičemž mezi vstupním a výstupním signálem bude fázový posuv 180° (teoreticky).

Smyčka vstupního proudu neinvertujícího vstupu se uzavírá přímo směrem k zemi,



Obr. 5. Invertující střidavě vázaný zesilovač

zatímco u invertujícího vstupu se uzavírá přes R_2 na výstup zesilovače. Vstupní odporník tohoto zapojení je roven R_1 .

Potřebujeme-li přenést střidavý signál bez fázového posunu, použijeme zapojení na obr. 6. Zesílení takto zapojeného střidavě vázaného zesilovače je dáno rovnici

$$A = \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

Vstupní odporník je prakticky roven odporu R_3 . Přes R_3 se uzavírá vstupní proud neinvertujícího vstupu, vstupní proud invertujícího vstupu teče opět přes R_2 z výstupu zesilovače.

Potřebujeme-li dosáhnout velmi velkého vstupního odporu, použijeme zapojení na obr. 7. Vstupní proud neinvertujícího vstupu se v tomto zapojení uzavírá přes R_3 a R_1 na zem. Protože z principu funkce operačního zesilovače platí, že mezi vstupy je stále nulový rozdíl napětí, bude odporník R_3 stále jakoby „podložen“ napětím přesně shodným s napětím vstupním, a proto se vůči signálu neuplatní jako svodový odporník. Prakticky dosažitelný vstupní odporník je u tohoto zapojení asi $100 \text{ M}\Omega$, pro výpočet zesílení platí stejný vztah jako u obr. 6.

Praktické zapojení střidavě vázaného zesilovače s operačním zesilovačem MAA504 je na obr. 8. Zesílení je sto (40 dB), kmitočtová charakteristika má pokles o 3 dB na kmitočtu 150 kHz, vstupní odporník je 10 k Ω . Zesilovač je napájen z nesymetrického zdroje +30 V, proto je jeho neinvertující vstup připojen na dělící uměle vytvářející střed napájecího napětí. Klidová stejnosměrná úroveň na výstupu je +15 V, což umožňuje dosáhnout maximálního rozkmitu výstupního napětí na obě strany. Fáze výstupního napětí je proti vstupnímu posunuta o 180° .

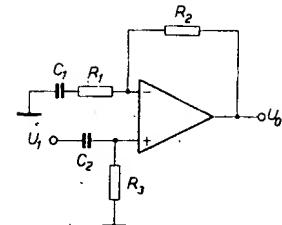
Vstupní odporník asi 4 M Ω má zapojení na obr. 9. Rovněž toto zapojení vystačí s nesymetrickým napájecím napětím, střed napájecího napětí se vytváří dvojicí Zenerových diod. Velkého vstupního odporu se dosahuje zapojením bootstrap, k fázovému posunu nedochází. V ostatních parametrech se toto zapojení shoduje s předchozím příkladem.

Pokud by se při realizaci těchto zapojení vyskytly potíže se stabilitou, je nutno upravit kapacitu kondenzátorů v obvodech kmitočtové korekce.

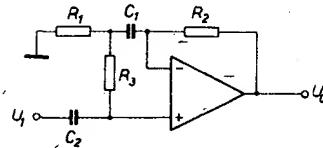
Zapojení operačních zesilovačů pro měření proudu

Klasická metoda měření stejnosměrného proudu v sérii zaraženým ampérmetrem je v některých případech nevhodná, protože úbytek napětí na měřidle zkrášluje výsledky měření. Dochází k tomu především tehdy, sledujeme-li průběh proudu zátěží nelineárního charakteru, která je napájena ze zdroje napětí definovaných vlastností. Typickou ukázkou takových měření jsou měření elektrochemická, nebo např. měření výkonu na proměnné zátěži.

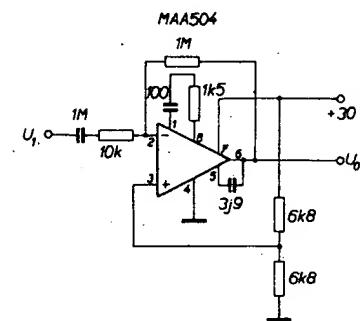
Vhodné zapojení (obr. 10) operačního zesilovače umožňuje měřit stejnosměrný proud prakticky bez úbytku napětí na měřicím obvodu. Měřený proud přítéká z proudrověho zdroje G přes odporník R_2 do invertujícího vstupu operačního zesilovače. Nyní si připomeneme důležitou vlastnost operačních zesilovačů: mezi vstupy operačního zesilovače (v aktivním stavu) je stále nulový rozdíl napětí. Pohlédneme-li znova na obr. 10, vidíme, že operační zesilovač pracuje jako tzv. inverzní zesilovač, protože je jeho invertující vstup uzemněn. V tomto případě je však i na jeho druhém (invertujícím) vstupu stále nulové napětí a pro měřený systém je to totéž, jako kdyby zátěž R_2 byla zapojena přímo k výstupním svorkám proudrověho zdroje G. Proto tedy nevzniká při



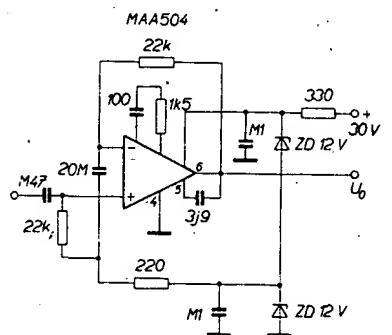
Obr. 6. Neinvertující střidavě vázaný zesilovač



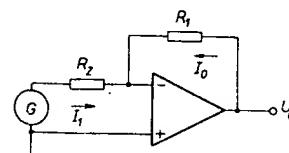
Obr. 7. Střidavě vázaný zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 8. Střidavý zesilovač se zesílením 100



Obr. 9. Střidavý zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 10. Princip zapojení převodníku proudu na napětí

měření proudu (tekoucího zátěží) na měřicím obvodu žádný parazitní úbytek napětí.

Pro snazší pochopení činnosti zapojení si můžeme představit, že měřený proud I_1 na vstupu operačního zesilovače se vyruší přesně stejným velkým proudem opačného znaměna, přítékajícím z výstupu zesilovače přes R_1 . Aby tento proud mohl téci do bodu s nulovým potenciálem, musí se na výstupu operačního zesilovače vytvořit napětí přímo

$$I_z = \frac{U_1}{R_1},$$

protože úbytek napětí, způsobený proudem I_z na R_1 , musí být roven vstupnímu napětí U_1 .

Na obr. 17 je další zapojení proudového zdroje, realizovatelného inverzním zesilovačem. Proud tekoucí zátěži R_z vypočteme z rovnice

$$I_z = \frac{U_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right).$$

Je zcela zřejmé, že obě dvě předchozí zapojení představují proudové zdroje, které se pro měření odporu příliš nehodí, protože měření napětí na zatěžovacím odporu bylo poněkud obtížné. K měření odporu jsou vhodné takové zdroje konstantního proudu, u nichž je zatěžovací (měřený) odpor zapojen jedním koncem přímo na zemníci svorku. Uvedeme si proto další zapojení, která tento požadavek splňují.

První zapojení (obr. 18) obsahuje dva operační zesilovače, jeden z nich je diferenční. Uzemněnou zátěži R_z protéká proud

$$I_z = \frac{2 U_1 R_1}{R_2 R_3},$$

jestliže platí, že

$$R_1 = R_2 + R_3.$$

Podobné zapojení (lišící se hlavně tím, že oba použité zesilovače jsou inverzní) je na obr. 19. Za předpokladu, že platí $R_1 = R_2 + R_3$, protéká zátěži R_z proud

$$I_z = \frac{U_1}{R_2}.$$

Zapojení proudového zdroje s uzemněnou zátěží je však možné realizovat i s jedním operačním zesilovačem, jak ukazuje obr. 20, představující tzv. Howlandův obvod. Bude-li přesně zachován poměr

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4},$$

pak proud zatěžovacím odporem R_z

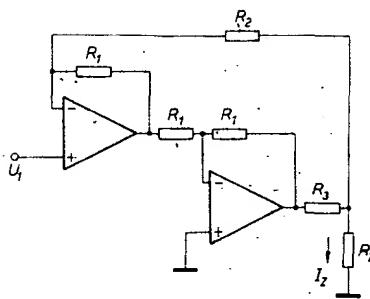
$$I_z = \frac{U_2 - U_1}{R_3}.$$

Praktické zapojení zdroje konstantního proudu (vhodného jako galvanostat pro elektrochemické měření) je na obr. 21. Jde o vícerozahový proudový zdroj, který obvodově vychází ze zjednodušeného Howlandova obvodu, doplněného na výstupu zesilovačem proudu. Vzhledem k vlastnostem použitého operačního zesilovače a k zjednodušenému zapojení zesilovače a k zjednodušení vhodné pro příliš rychlé aplikace. Potřebný proud do zátěže (od 50 μ A do 500 mA) se nastavuje přepínáním odporek (dekadicky) a změnou řídícího napětí U_n (v rozsahu jedné dekády 1 až 10 V).

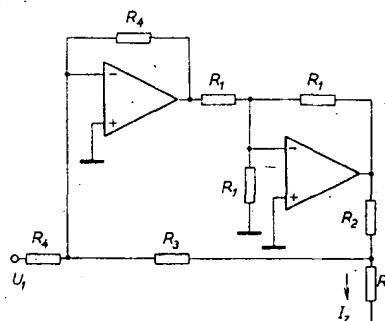
Převodníky na absolutní hodnotu, lineární usměrňovače

S operačními zesilovači (v kombinaci s odporu a diodami ve zpětnovazební síti) lze sestavit usměrňovače střídavých signálových napětí, jejichž voltampérová charakteristika se prakticky kryje s přímkou ideálního usměrňovače. Těchto výsledků se dosahuje proto, že nelinearita charakteristik usměrňovacích diod se potlačuje zpětnovazebními smyčkami díky velkému zesílení operačních zesilovačů.

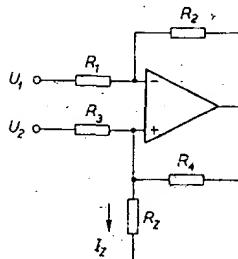
Jde-li nám o běžný způsob měření střídavého napětí, při němž se předem odděluje



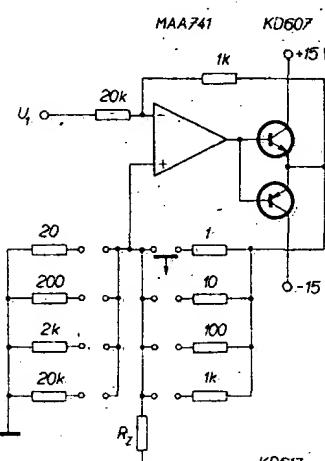
Obr. 18. Zdroj proudu se dvěma zesilovači s uzemněnou zátěží



Obr. 19. Zdroj proudu se dvěma inverzními zesilovači (uzemněná zátěž)



Obr. 20. Zdroj proudu s jedním zesilovačem a uzemněnou zátěží



Toto napětí se sčítá v sumátoru Z_2 s kladným napětím U_1 , ovšem napětí z D_2 přichází přes odporník poloviční velikosti. Výsledkem tohoto součtu je napětí U_0 , přesně odpovídající napětí U_1 . Bude-li na vstupu obvodu napětí U_1 záporné, pak bude na anodě D_2 nula a celý obvod se tedy chová jako obyčejný invertor. Vstupní odporník obvodu je roven $R/2$.

Další dvoucestný usměrňovač, tentokrát s velkým vstupním odporem, je na obr. 26. Při kladné polaritě vstupního signálu vede dioda D_1 a Z_1 pracuje jako sledovač. Protože však stejně napětí jako napětí vstupního signálu U_1 bude i na invertujících vstupech obou operačních zesilovačů, neteče přes odpory zapojené mezi invertující vstupy proud (dioda D_2 nevede) a tedy i druhý zesilovač Z_2 musí pracovat jako sledovač. Pracují-li oba zesilovače jako sledovače, bude při kladnému U_1 výstupní napětí U_0 rovněž kladné.

Při záporném signálu U_1 vede dioda D_2 a ná její katodě se objeví napětí stejné polarity (záporné), avšak dvojnásobné velikosti (D_1 je uzavřena). Následující zesilovač Z_2 spočítá tedy na svých vstupech dvě napětí.

Na invertujícím vstupu má napětí $-2U_1$, které přenáší s koeficientem -2 . Výsledkem je tedy $+4U_1$.

Na neinvertujícím vstupu je přivedeno $-U_1$, které se přenáší s koeficientem 3 a na výstupu se tedy projeví jako $-3U_1$. Celkový výsledek součtu nám tedy říká, že při záporném napětí na vstupu bude na výstupu obvodu stejně velké napětí kladné. Zapojení lze tedy charakterizovat jako obvod, který se při kladných signálech na vstupu chová jako sledovač a při záporných signálech jako invertor. Typický vstupní odporník při použití běžných operačních zesilovačů je přibližně $25\text{ M}\Omega$.

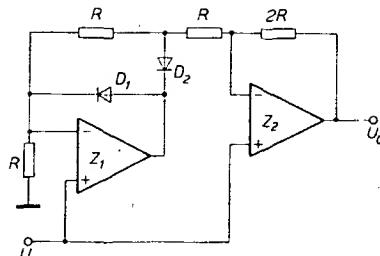
Jiné zapojení obvodu k získání absolutní hodnoty je na obr. 27. Převodní koeficient lze u tohoto zapojení volit změnou R_1 .

Je evidentní, že přesnost převodu všech dosud uvedených dvoucestných usměrňovačů je přímo závislá na přesnosti (lépe řečeno na vzájemném poměru) všech odporníků, obsažených v obvodech (tedy 4 až 5 kusů). Na obr. 28 je schéma obvodu pro vytvoření absolutní hodnoty, které obsahuje pouze dva odpory, na jejichž velikosti (shodnosti) záleží. V podstatě se jedná o obvod, obsahující invertor a sledovač a diodové hradlo, připojující k výstupu celého zapojení ten z obou zesilovačů, jehož výstupní napětí je kladné.

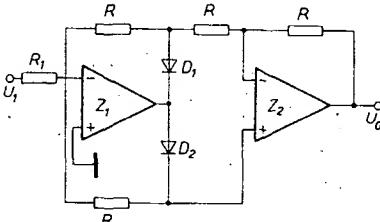
Všechny dosud popsáne obvody pro převod na absolutní hodnotu můžeme použít například jako součást číselcového voltmetu s převodníkem typu napětí-kmitočet. Tento převodník totiž obyčejně mohou převádět napětí jen jedné (obyčejně kladné) polarity. Předrazením některého z uvedených převodníků na absolutní hodnotu můžeme rozšířit použitelnost takového voltmetu na obě polarity. Pro automatickou indikaci polarity měřeného napětí musíme použít komparátor, ovládající svým výstupním signálem (nebo přes další tranzistory) nějaké vhodné indikátory znaménka polarity.

Podívejme se dál na několik obvodů, použitelných pro přímé zpracování střídavých napětí.

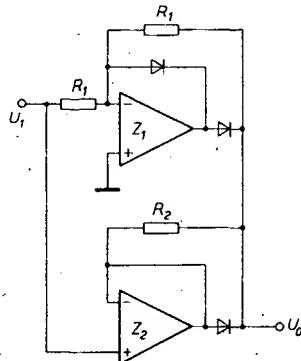
Častým problémem bývá měření střídavých napětí ručkovým měřidlem. Při použití deprezského měřidla vznikají značné potíže s měřením malých střídavých napětí, zaviněné vlastnostmi běžných usměrňovačů. A právě pro tyto účely (pro měřidla, která prakticky nikdy nemají žádnou z obou vstupních svorek uzemněnou) existují velmi jednoduchá, spolehlivá a citlivá zapojení dvoucestných lineárních usměrňovačů s použitím pouze jednoho operačního zesilovače.



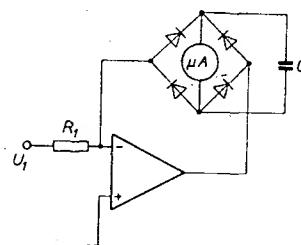
Obr. 26. Převodník na absolutní hodnotu s diferenčními zesilovači



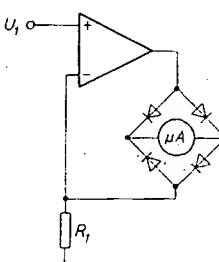
Obr. 27. Jiné zapojení převodníku na absolutní hodnotu



Obr. 28. Obvod absolutní hodnoty se dvěma přesními odpory



Obr. 29. Střídavý voltměr s měřidlem



Obr. 30. Střídavý voltměr s velkým vstupním odporem

Jedno takové zapojení vidíme na obr. 29. Proudová smyčka z výstupu se uzavírá vždy přes dvě ze čtyř diod (podle polarity) a měřidlo na vstup zesilovače, kde se její proud vyrovnává s proudem, tekoucím ze zdroje měřeného napětí U_1 přes R_1 . Měřidlem tedy protéká proud

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}$$

Známe-li citlivost měřidla na plnou výchylku I_M a napětí U_1 , při němž má ručka měřidla dosáhnout plné výchylky, můžeme vypočítat odporník R_1 ze vztahu

$$R_1 = \frac{U_1}{I_M}$$

V takovém případě by však ručka měřidla ukazovala pouze střední hodnotu vstupního měřeného napětí U_1 . Aby měřidlo udávalo efektivní hodnotu přiváděného střídavého napětí, musíme rovnici ještě doplnit tzv. činitelem tvaru, který je pro sinusový průběh $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$. Upravená rovnice má potom tvar

$$R_1 = \frac{2U_1\sqrt{2}}{I_M\pi}$$

Paralelně k měřidlu můžeme připojit kondenzátor C , potlačující kmitání ručky při měření střídavých napětí nízkých kmitočtů. Časovou konstantu tohoto elektrického tlumění vypočteme ze vztahu

$$\tau = R_1 C$$

kde R_1 je vnitřní odporník ručkového měřidla.

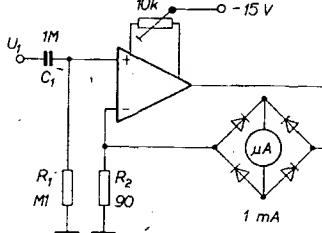
Z uvedených rovnic je vidět, že odporník R_1 (který zároveň představuje vstupní odporník zapojení) vychází pro malá měřená napětí rovněž velmi malý, což by mohlo nepřípustně zatížit předcházející obvody. V takovém případě použijeme kvalitativně rovnocenný obvod, nakreslený na obr. 30. Vstupní odporník tohoto obvodu je velmi velký, desítky až stovky megaohmů.

Praktické zapojení lineárního usměrňovače pro buzení ručkového měřidla je na obr. 31. Vstupní signál se přivádí přes kondenzá-

tor C_1 na neinvertující vstup operačního zesilovače. Vstupní odporník je roven odporu R_1 , kterým zároveň teče vstupní proud operacního zesilovače. Protože mezi oběma vstupy operačního zesilovače je stále nulový rozdíl napětí, musí se proudem protékajícím z výstupu zesilovače přes diody a měřidlo do odporníku R_2 a na něm vytvořit na R_2 úbytek napětí přesně stejně velký, jako je vstupní měřené napětí. Je-li proudová citlivost ručkového měřidla 1 mA , pak bude citlivost zapojení s uvedeným odporem R_2 přesně 100 mV pro plnou výchylku ručky.

Casovou konstantou obvodů na vstupu je dostatečně velká, takže kmitočtová charakteristika má u dolního okraje pásmá pokles 3 dB až u kmitočtu přibližně 3 Hz . Průběh charakteristiky při vysokých kmitočtech je dán především dynamickými vlastnostmi použitého operačního zesilovače. Se zesilovačem typu MAA741 lze dosáhnout uspokojivé přesnosti do kmitočtu 5 až 8 kHz (podle typu měřidla). Na vnitřním odporu měřidla v zásadě nezáleží, pokud nebude překročeny napěťové schopnosti zesilovače.

Obvod se seřizuje dvěma operacemi. Nejprve vstup obvodu uzemníme a trimrem $10\text{ k}\Omega$ seřídíme zesilovač tak, aby ručka měřidla ukazovala přesně na nulu. Druhá operace spočívá v nastavení rozsahu, což lze udělat jemnou úpravou odporu R_2 .



Obr. 31. Zapojení střídavého voltměru

Zapojení střídavého milivoltmetru s velkým vstupním odporem (přibližně $2 M\Omega$) a s kmitočtovým rozsahem přibližně od 10 Hz do 150 kHz (pro pokles –3 dB) je na obr. 32. Velký vstupní odpor je zajištěn zapojením vstupní části obvodu (bootstrap). Citlivost pro plnou výchylku ručky měřidla je 10 mV, přesně lze milivoltmetr nastavit (kalibraci rozsahu) úpravou R_1 . Kmitočtová kompenzace operačního zesilovače (typu MAA501) je řešena tak, aby bylo dosaženo co nejvyššího horního mezního kmitočtu. Pokud by obvod jevil sklon ke kmitání, snažíme se stabilitu zajistit zvětšením kapacitý kondenzátorů v obvodech kmitočtové kompenzace.

Podmínkou úspěchu je však především správné rozložení součástek, stínění přívodu měřeného napětí a umístění kondenzátorů, blokujících obě větve napájecího napětí v těsné blízkosti zesilovače. Zapojení lineárního usměrňovače, vhodného pro rozšíření využitelnosti stejnosměrného číslicového voltmetu i pro měření střídavých napětí s přesností přibližně 1 %, je na obr. 33. Podstata a činnost zapojení jsou shodné s obvodem, zobrazeným na obr. 25. Na výstupu je k dispozici vyhlašené stejnosměrné napětí rovnající se efektivní hodnotě vstupního střídavého (sinusového) napětí. Přesné jednotkový koeficient přenosu získáme nastavením trimru P_1 . Filtraci výstupního napětí zajišťuje kondenzátor C_2 , který musí mít malý svod, aby nezhoršoval přesnost převodu. Vhodný je tantalový elektrolytický kondenzátor. Časová konstanta filtru je přibližně 0,5 s. Neinvertující vstupy obou operačních zesilovačů jsou uzemněny přes odpory, které zmenšují nesymetrii obvodu, vznikající působením vstupních proudů zesilovačů. Vstupní střídavé napětí se přivádí přes dva (opět tantalové) kondenzátory, polarizované proti sobě. Aby bylo možno spolehlit na přesnost usměrnění je třeba, aby všechny odpory (kromě obou odporníků, zapojených v neinvertujících vstupech) byly nejen přesné (v toleranci lepší než 1 %), ale také časově i teplotně stabilní.

Využití operačních zesilovačů při konstrukci oscilátorů a generátorů

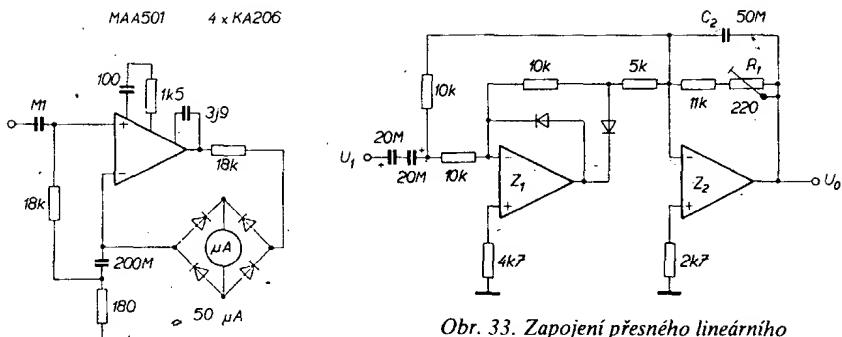
Operační zesilovače jsou velmi vhodné jako základní stavební prvky pro konstrukci oscilátorů nejrůznějších typů. Zapojení oscilátorů, využívající operačních zesilovačů, vynikají především jednoduchostí, ale také kvalitou dosažených parametrů. V této kapitole si probereme jednak jednoduchá zapojení oscilátorů, produkujících napětí sinusového, obdélníkovitého nebo trojúhelníkovitého průběhu, ale také složitější zapojení, využitelné jako tzv. generátor funkcí.

Sinusové oscilátory

U většiny známých zapojení sinusových oscilátorů s operačními zesilovači se vyskytují ve zpětnovazebních obvodech články RC různých druhů (článek typu dvojitý T, článek typu přemostěného T atd.).

Nízkofrekvenční generátor, jehož schéma je na obr. 34, je velmi rozšířené zapojení s všeobecně známým Wienovým můstekem. Zpětná vazba, zavedená z odpornového děliče na výstupu operačního zesilovače přes Wienův můstek do neinvertujícího vstupu, určuje kmitočet výstupního sinusového napětí. Jeho amplitudu určuje záporná zpětná vazba, zavedená přes R_1 do neinvertujícího vstupu. Stupeň této vazby se nastavuje automaticky (závisí na velikosti výstupního napětí), což zajišťuje účinnou stabilizaci výstupního signálu.

Obvod pro stabilizaci amplitudy pracuje podle následujícího popisu: velikost záporné zpětné vazby je dána poměrem odporu R_1



Obr. 32. Střídavý milivoltmetr s velkým vstupním odporem

a odporu kanálů polem řízeného tranzistoru. Odpor polem řízeného tranzistoru je závislý na velikosti napětí na řídící elektrodě. Je-li toto napětí (proti zemnímu bodu) záporné (1 až 4 V), je odpor tranzistoru velký, zmenšuje-li se napětí k nule, zmenšuje se i odpor tranzistoru (ne však pod přibližně 300 až 400 Ω). Bude-li zapojení v rovnováze a změní-li se z nějakého důvodu velikost výstupního napětí, bude se při záporných půlvalnách nabíjet kondenzátor (přes Zenerovu diodu, diodu D_1 a odpor R_2) na větší záporné napětí. Tím se ovšem zvětší odpor polem řízeného tranzistoru a proto i stupeň záporné zpětné vazby, čímž se zmenší výstupní napětí na správnou velikost.

Kmitočet výstupního napětí je dán součástkami R a C Wienova můstku podle rovnice

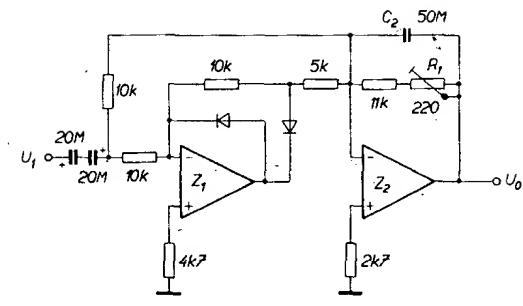
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

V praxi je horní kmitočtová hranice dána dynamickými parametry použitého operačního zesilovače (pro MAA741 přibližně 10 kHz). Zdola je pásmo použitelnosti omezeno kapacitami kondenzátorů C , protože se s ohledem na působení vstupních proudů nedoporučuje volit odpory R větší než 100 kΩ. Dosáhnout velmi nízkých kmitočtů s kondenzátory únosné velikosti (např. s kapacitou 1 μF) umožňují operační zesilovače, vybavené na vstupech tranzistory řízenými polem. V takovém případě mohou být odpory R až řádu gigaohmů. Potom ovšem je nutno rovněž úměrně zvětšit časovou konstantu obvodu, zapojeného na řídící elektrodu stabilizačního tranzistoru, řízeného polem.

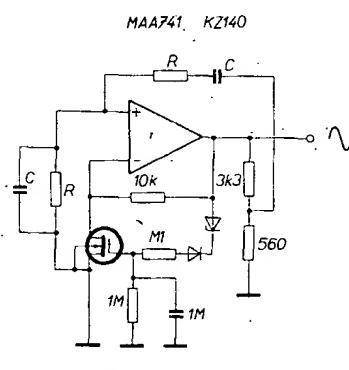
Amplituda výstupního napětí je závislá především na vlastnostech použitého Zenerovy diody. Mezivrcholové napětí na výstupu je zhruba dvojnásobkem součtu napětí na Zenerové diodě a na křemíkové diodě (která je s ní zapojena v sérii v propustném směru). V tomto případě je efektivní výstupní napětí přibližně 2,5 V. Stabilita amplitudy je do značné míry závislá na strmosti tranzistoru řízeného polem.

Další zapojení sinusového oscilátoru (podobné předchozímu) je na obr. 35. Jedná se opět o oscilátor s Wienovým můstekem, zkonstruovaný tak, aby na výstupu poskytoval efektivní sinusový signál přibližně 4 V o kmitočtu 10 Hz. Stabilizační polem řízený tranzistor je vázán střídavě, z hlediska stejnosměrných poměrů je zapojení velmi dobře vyvážené.

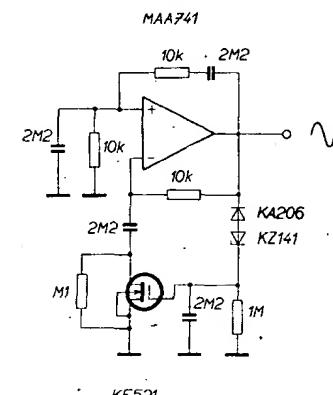
Na obr. 36 je zapojení oscilátoru 1 kHz s použitím zesilovače MAA501, které je navrženo tak, aby na stabilizačním tranzistoru řízeném polem bylo co nejmenší střídavé napětí. Amplitudu výstupního napětí lze nastavovat odporovým trimrem R . Kmitočet oscilátoru lze změnit na žádaný změnou odporu R a kondenzátoru C na základě výpočtu ze stejné rovnice, jako byla uvedena v zapojení na obr. 34.



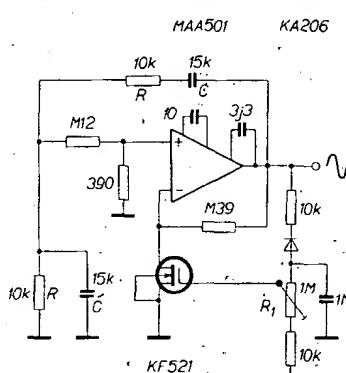
Obr. 33. Zapojení přesného lineárního usměrňovače (2 x MAA741, 2 x KA206)



Obr. 34. Sinusový oscilátor s Wienovým můstekem a se stabilizací amplitudy výstupního signálu



Obr. 35. Sinusový oscilátor 10 Hz (Wienův)



Obr. 36. Sinusový oscilátor 1 kHz

Následující zapojení, které vidíme na obr. 37, je rovněž oscilátor 1 kHz s Wienovým můstekem, lišící se od předchozích způsobem stabilizování amplitudy výstupního napětí.

Na rozdíl od předchozích se ke stabilizaci výstupního napětí využívá nonlinearity charakteristik dvou antiparalelně zapojených křemíkových diod. Odporný trimr R slouží k nastavení takového pracovního stabilizačního obvodu, při němž je stabilizace nejúčinnější, zároveň se jím ovlivňuje velikost výstupního napětí.

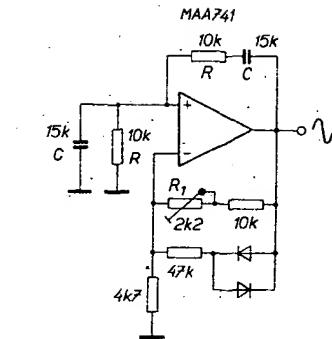
Zapojení dvoufázového oscilátoru na obr. 38 využívá ke stabilizaci amplitudy dvě diody KZZ71, zapojené v sérii proti sobě ve zpětné vazbě operačního zesilovače Z_2 . Ostatní pasivní součástky (kromě odporu R) určují přímo kmitočet výstupního napětí, proto věnujeme jejich kvalitě náležitou pozornost. Oscilátor nazýváme dvoufázový proto, že mezi napětím na výstupech zesilovačů Z_1 a Z_2 je fázový posuv 90° . Kmitočet oscilátoru s uvedenými součástkami je 1 kHz . Pro jiný kmitočet bude (za předpokladu, že platí $R_1 C_1 = R_2 C_2$) možno hodnoty součástek vypočítat z rovnice:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 C_2 R_3 C_3}}$$

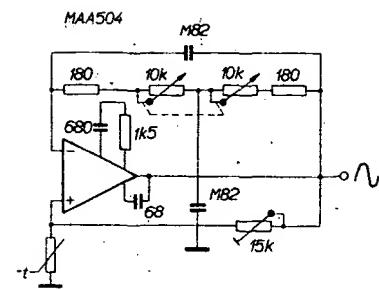
Zapojení oscilátorů, která jsme si dosud ukázali, se podobala tím, že se v obvodech pro stabilizaci amplitudy výstupního napětí používaly polovodičové součástky (bud se využívalo nonlinearity charakteristik obyčejných nebo Zenerových diod, nebo možnosti řídit odpor kanálu tranzistoru řízeného polem).

Jiná vhodná (a často používaná) metoda stabilizace výstupního napětí sinusových oscilátorů spočívá ve využití součástek, jejichž odpor se mění, přiložíme-li na ně napětí různých velikostí. Typickými zástupci takových součástek jsou např. termistory, které při změně na ně přiloženého napětí změní svou teplotu (neboť se změní i procházející proud) a v důsledku toho se změní i jejich odpor, protože jsou vyrobeny z materiálu s velkým teplotním součinitelem. Aby bylo možno takové změny vyvolat signálem malé úrovně, musí mít tyto součástky velmi malou tepelnou kapacitu. Proto se používají termistory, které mají podobu malé perlíčky (rozměry jsou jen několik desetin milimetru), zavěšené na tenkých vlákních přívodů ve vyčerpané skleněné baňce. Prakticky dostupné jsou u nás zatím pouze termistory s negativním teplotním součinitelem, to znamená termistory, jejichž odpor se při zvyšování teploty zmenšuje a naopak. Je veliká škoda, že obchody s elektrickými součástkami nejsou většinou pravidelně zásobovány šířším sortimentem termistorů, ačkoli se v n. p. Prameřet v Šumperku vyrábí poměrně značné množství typů.

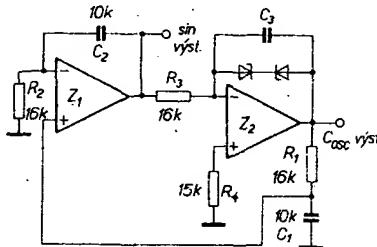
Jednoduché zapojení sinusového oscilátoru se stabilizací amplitudy termistorem představuje schéma na obr. 39. V zapojení s operačním zesilovačem MAA501 je opět kmitočet určujícím obvodem Wienův můstek, navržený pro kmitočet 1 kHz. Odpor termistoru při pokojové teplotě by měl být v rozmezí 1 až 10 k Ω , odporným trimrem seřídíme amplitudu výstupního napětí podle požadavků, ale také s ohledem na vlastnosti termistoru. Správnou funkci stabilizačního termistoru poznáme kontrolou výstupního napětí osciloskopem v okamžiku připojení napájecího napětí. Výstupní napětí krátce zakmitá několika tlumenými kmity a v pracovním bodě pro termistor nejvhodnějším bude tento přechodový jev, trvat nejkratší dobu. Uvedené zapojení oscilátoru lze snadno upravit na oscilátor přeladitelný, nahradíme-li odpory R_1 a R_2 dvojitým potenciometrem s dobrým souběhem.



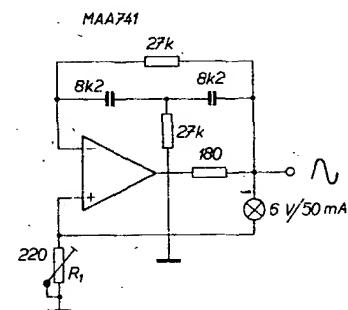
Obr. 37. Sinusový oscilátor 1000 Hz, stabilizace diodami KA206



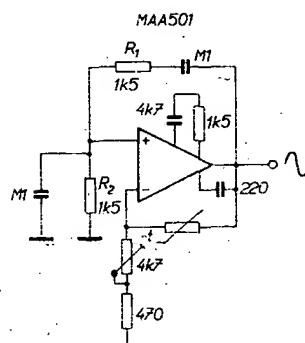
Obr. 41. Laditelný oscilátor s přemostěným článkem T



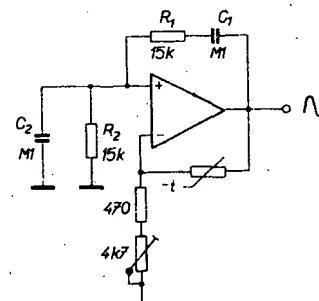
Obr. 38. Dvoufázový oscilátor s MAA741



Obr. 42. Oscilátor s článkem T a se stabilizací amplitudy žárovkou



Obr. 39. Sinusový oscilátor se stabilizací amplitudy termistorem

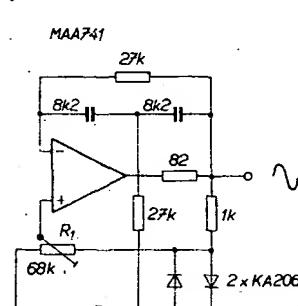


Obr. 40. Sinusový oscilátor 100 Hz s termistorem

Podobné zapojení se zesilovačem MAA741 je na obr. 40. Kmitočet výstupního napětí (přibližně 100 Hz) určují součástky R_1 , C_1 , R_2 a C_2 . Výhodou zapojení se zesilovačem MAA741 je především to, že může pracovat při napájecím napětí od ± 4 V do ± 15 V.

Přeladitelný oscilátor, u něhož je kmitočet výstupního napětí určen hodnotami součástek přemostěného článku T ve zpětné vazbě a amplituda stabilizována termistorem, je na obr. 41. Oscilátor lze přeladovat dvojitým potenciometrem v rozmezí od 20 Hz do 1 kHz, při připojení jiných kondenzátorů lze rozsah rozšířit až do kmitočtu asi 20 kHz.

Teprve u přeladitelných oscilátorů oceníme v plné míře dobré pracující stabilizační obvod, protože dochází ke značným změnám impedancí v záporné zpětné vazbě, které



Obr. 43. Oscilátor s článkem T a se stabilizací diodami

osciloskopem tak, abychom dosáhli co největšího nezkresleného výstupního napětí (bez ořezaných špiček).

Zapojení sinusového oscilátoru se žárovkou stabilizací amplitudy a Wienovým můstekem při použití žárovky s velkým odporem (přibližně $800\ \Omega$) je na obr. 14.

Schéma posledního ze sinusových oscilátorů (obr. 45) je velmi jednoduché. U tohoto oscilátoru můžeme měnit amplitudu výstupního napětí změnou poměru odporů $R_1 : R_2$. Kmitočet generovaného sinusového napětí vypočteme ze vztahu

$$f_0 = \frac{1}{R_1 C_1}.$$

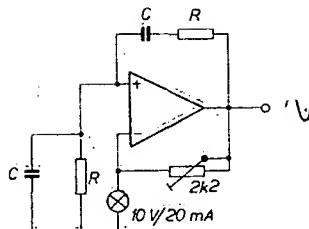
Z uvedené rovnice vyplývá snadná možnost přeladitelnosti změnou jediného odporu, takže odpadá nutnost použít dvojitý potenciometr. Použit lze MAA741.

Generátory napětí pravoúhlého a trojúhelníkovitého průběhu

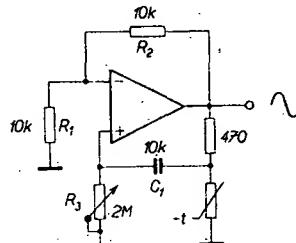
V předchozí kapitole jsme uvedli několik ukázk zapojení sinusových oscilátorů s operačními zesilovači, u nichž byl kmitočet výstupního napětí určen hodnotami současného různých fázovacích článků RC ve zpětné vazbě.

Nyní si probereme několik typů zapojení, jejichž podstata činnosti spočívá v integraci napětí na kondenzátoru. Blokové schéma obvyklého uspořádání je na obr. 46. Protože integrační časová konstanta, integrované napětí i konečné napětí na integračním kondenzátoru jsou vždy určitým způsobem definovány, bude definována i doba kmitu a tedy i kmitočet oscilátoru, pracující na tomto principu. Protože v zásadě jde o integraci konstantního napětí, bude mít výstupní napětí v souřadných osách čas – napětí tvar přímky se směrnicí k (v první polovině jednoho kmitu), případně $-k$ (ve druhé polovině kmitu). Rikáme, že generátor produkuje napětí trojúhelníkovitého průběhu. Abychom však dostali na výstupu integrátoru I napětí se směrnicí, která má střídavě opačné znaménko, musíme integrovat napětí, které má sice stejnou velikost, ale střídavě se měnící polaritu (vůči společnému vodiči s neutrálním potenciálem). Polarita tohoto tzv. přepínacího referenčního zdroje R se mění vždy v okamžiku, kdy je na výstupu integrátoru špička napětí trojúhelníkovitého průběhu. To zajišťuje tzv. komparátor K, který se v okamžiku, kdy výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu dosáhne předepsané velikosti, překlopí a přepne zdroj referenčního napětí do opačné polarity. Je evidentní, že výstup zdroje referenčního napětí je zároveň výstupem napětí pravoúhlého průběhu celého generátoru. V literatuře se tato zapojení nazývají generátory funkcí. Typické zapojení generátoru funkcí s operačními zesilovači je na obr. 47. Dříve, než si popíšeme jeho zapojení a princip činnosti, vysvětlíme si však funkci Schmittova klopného obvodu s operačním zesilovačem (obr. 48).

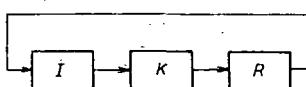
Výstup tohoto obvodu se v provozu stále nachází buďto v kladné nebo v záporné saturaci. Tento stabilní stav (je-li na invertujícím vstupu nulové napětí) je zajištěn kladnou zpětnou vazbou z výstupu do invertujícího vstupu. Bude-li v daném okamžiku výstupní napětí např. kladné polarity (v saturovaném stavu bývá při napájecím napětí $+15\ V$ na výstupu běžných monolitických operačních zesilovačů napětí 12 až $13\ V$), přenese se na neinvertující vstup výstupní napětí operačního zesilovače, zmenšené ve stejném poměru, jako je poměr $R_2 : R_1$. Toto kladné napětí bude udržovat výstup zesilovače v kladné saturaci. Bude-li nyní na invertující vstup přivádět plynule se zvětšující kladné napětí, dostane se obvod nutně do stavu, kdy se napětí na obou vstupech vyrovnají a posléze bude invertující vstup kladněji



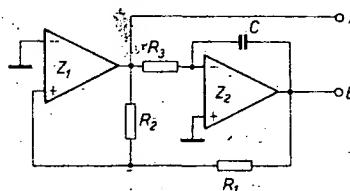
Obr. 44. Wienův oscilátor se stabilizací žárovkou



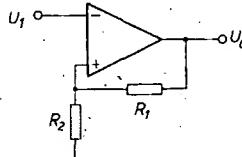
Obr. 45. Jednoduchý ladičkový oscilátor



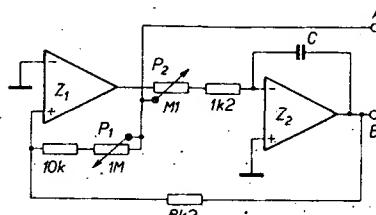
Obr. 46. Blokové schéma generátoru funkcí



Obr. 47. Základní zapojení generátoru funkcí



Obr. 48. Zapojení Schmittova klopného obvodu



Obr. 49. Zapojení generátoru s nastavitelným kmitočtem a amplitudou výstupního signálu

vače ze záporné saturace do kladné, v tom případě však musíme na invertující vstup přivést záporné napětí.

Důležitým parametrem Schmittova klopného obvodu je tak zvaná hystereze, což je rozdíl napětí, při nichž přechází klopný obvod do jednoho saturačního stavu a zpět. Hysterezi Schmittova obvodu na obr. 48 vypočteme z rovnice

$$U_H = [(+U_{sat}) - (-U_{sat})] \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Z rovnice vidíme, že hysterezi Schmittova klopného obvodu můžeme snadno měnit změnou jediného odporu, čehož využíváme u funkčních generátorů k jednoduchému řízení amplitud.

Vraťme se nyní k zapojení na obr. 47. Vzhledem k blokovému schématu na obr. 46 pracuje operační zesilovač Z_1 jako integrátor a zesilovač Z_2 jako komparátor a zároveň jako zdroj referenčního napětí. Jedno referenční napětí je $+U_{sat}$, druhé $-U_{sat}$. Z toho už je vidět, že se jedná o půměrně nedokonalé zapojení, protožeaturační napětí operačních zesilovačů jsou zřídka kdy symetrická. Na výstupu zesilovače Z_1 (bod A) je napětí pravoúhlého průběhu se střídou přibližně 1 : 1, jehož amplituda je rovna součtu saturačních napětí kladné a záporné polarity. Trojúhelníkový signál je na výstupu zesilovače Z_2 (bod B). Jeho kmitočet, který je vždy stejný jako kmitočet pravoúhlého signálu, je závislý (při stejném amplitudě) na odporu R_3 a kapacitě kondenzátoru C . Amplituda průběhu trojúhelníkovitého napětí je dána poměrem odporů R_1 a R_2 . Bude-li napětí saturační napětí zesilovače Z_1 v obou polarizech 12 V, pak bude napětí trojúhelníkovitého průběhu (mezivrcholové napětí) na výstupu B:

$$U_B = \frac{24R_1}{R_2}$$

Praktické zapojení jednoduchého generátoru funkcí je na obr. 49. Činnost zapojení přesně odpovídá předchozímu výkladu, potenciometrem P_1 řídíme velikost napětí trojúhelníkovitého průběhu na výstupu B v rozmezí asi od 0,2 do 20 V (mezivrcholové napětí). Potenciometrem P_2 můžeme měnit kmitočet v poměru asi 1 : 100. Je si třeba uvědomit, že kmitočet výstupního napětí je závislý též na nastavení velikosti výstupního napětí a sice tak, že zmenšíme-li výstupní napětí např. na čtvrtinu, zvýší se (při stejném nastavení P_2) kmitočet signálů obou průběhů čtyříkrát (rychlosť změny napětí s časem se při změně výstupního napětí nemění).

Abychom dosáhli přesné symetrického výstupního napětí trojúhelníkovitého průběhu (to znamená, že střída pravoúhlého výstupního napětí je přesně 1 : 1), museli bychom komparátor osadit operačním zesilovačem vybraným tak, aby měl kladné i záporné saturační napětí stejně. To ovšem není solidní řešení. V praxi se tento problém řeší použitím symetrického omezovače. Zapojení funkčního generátoru, vybaveného omezovačem se dvěma Zenerovými diodami, je na obr. 50. Operační zesilovač Z_1 pracuje jako komparátor s hysterezí, nastavitelnou potenciometrem P_1 (nahrazuje odpory R_1 a R_2 z obr. 47 a řídí tedy velikost výstupního napětí). Potenciometr P_2 řídí kmitočet generátoru. Protože i u Zenerových diod je problém dosáhnout dokonalého párování, je do neinvertujícího vstupu integrátoru zapojen potenciometr (napájený z kladné i záporné větve napájecího napětí), jímž lze vyrovnat malý rozdíl v parametrech D_1 a D_2 .

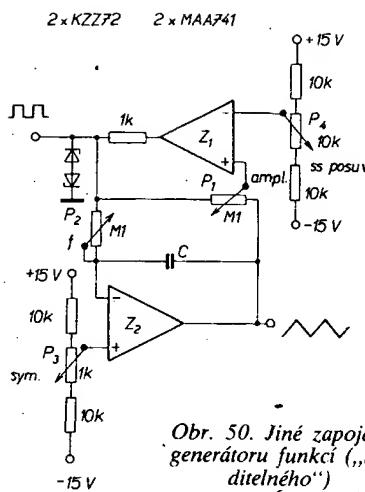
a nastavit přesně symetrický průběh výstupního trojúhelníkovitého signálu v bodě *B*. Signál pravoúhlého průběhu můžeme odebrát buď z katody *D₁*, nebo přímo z výstupu zesilovače *Z₁*. Výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu můžeme potenciometrem *P₄* „posouvat“ na obě strany od nulové úrovni až o ± 5 V.

Nutnosti párových Zenerových diod se zavíráme využitím oboustranného omezovače se Zenerovou diodou, zapojenou do můstku z běžných usměrňovacích diod. Zapojení generátoru, využívajícího tohoto způsobu omezení výstupního napětí komparátoru, vidíme na obr. 51. Diodový můstek přepíná diodu podle okamžité polarity na výstupu komparátoru tak, že při kladné polaritě vedou *D₂* a *D₃*, při záporné *D₁* a *D₄*, proto je Zenerova dioda vždy správně polarizována. Velikost (mezivrcholovou hodnotu) napětí trojúhelníkovitého průběhu lze seřídit přesně na 10 V odporovým trimrem *P₃*. Kmitočet výstupního signálu řídíme potenciometrem *P₁* v poměru 1 : 10, přesně se tento poměr nastaví odporovým trimrem *P₂*. Kmitočtový rozsah se hrubě nastavuje přepínáním kondenzátorů *C*.

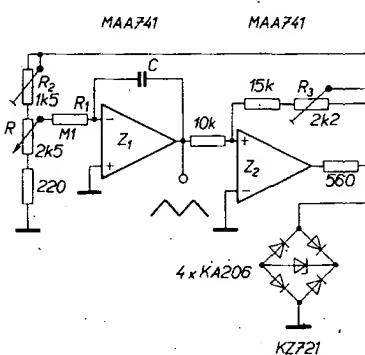
Velmi často se v praxi setkáváme s požadavkem na signál ve formě napětí pilovitého průběhu. Úprava zapojení generátoru, jehož schéma je na obr. 51, je velmi jednoduchá. Mezi výstup zesilovače *Z₂* (komparátoru) a invertující vstup zesilovače *Z₁* (integrátoru) zapojíme odpor asi 1,5 k Ω , v sérii s diodou KA206. Rozdělme si výstupní signál (jeden jeho kmit) na dvě části – vystupnou a sestupnou. Díky přidanému obvodu bude vždy jedna z obou částí kmitu výstupního signálu (zda vystupná či sestupná záleží na tom, jak bude přidaná dioda půlována) podstatně strmější a tedy i časově kratší než druhá (přibližně 200 \times). To má samozřejmě vliv i na kmitočet výstupního pilovitého napětí, který při stejně kapacitě kondenzátoru *C* bude přibližně dvojnásobný, než u napětí trojúhelníkovitého průběhu.

Poněkud odlišné zapojení generátoru napětí trojúhelníkovitého průběhu uvádíme jen pro zajímavost. Jeho schéma je na obr. 52. První dva zesilovače (*Z₁* a *Z₂*) určují s pomocí přesného děliče ze stabilizovaného napájecího napětí rozkmit výstupního signálu (přesně 10 V mezi vrcholy). Výstupy obou zesilovačů řídí přes spínací diody integrátor (operační zesilovač *Z₃*). Obvod vyniká především výbornou linearitou, symetrií a amplitudovou stabilitou.

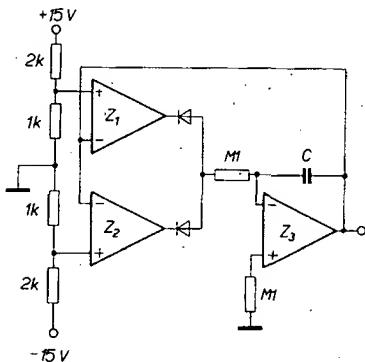
Podíváme-li se znova na obr. 51, vidíme, že kmitočet uvedeného funkčního generátoru se vlastně řídí napětím, které ovšem musí stále (během každého cyklu) měnit polaritu. To je důvod, proč se toto řídící napětí odebrá (po omezení na definovanou amplitudu) z komparátoru. Těžko výsledku dosáhneme, budeme-li kmitočet generátoru řídit vnitřně přivedeným napětím, u něhož budeme (komparátorem a ještě dalšími obvody) měnit polaritu. Zde pomůže obvod, nakreslený na obr. 53. Jeho činnost je velmi jednoduchá. Je-li spínač *S* sepnut, chová se zapojení jako obyčejný invertor. Neinvertující vstup je uzemněn přes odpor *R₃*, zdroj signálu *U₁* je zatěžován paralelní kombinací odporů *R₁* a *R₂*. Výstupní napětí *U₀* = $-U₁$. Bude-li však spínač *S* rozpojen, pak bude napětí *U₁* také na neinvertujícím vstupu (protože do vstupu operačního zesilovače neteče žádny proud) a proto na *R₂* a *R₃* nevzniká úbytek napětí. V tom případě však musí být *U₁* také na invertujícím vstupu (mezi vstupy operačního zesilovače je nulový rozdíl napětí). To znamená, že ani odpor *R₁* neteče proudem, a proto i na výstupu operačního zesilovače



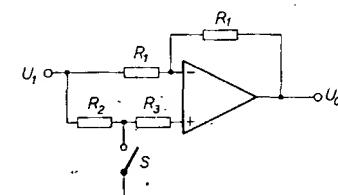
Obr. 50. Jiné zapojení generátoru funkci „laditelného“



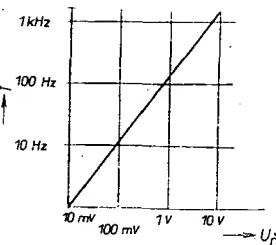
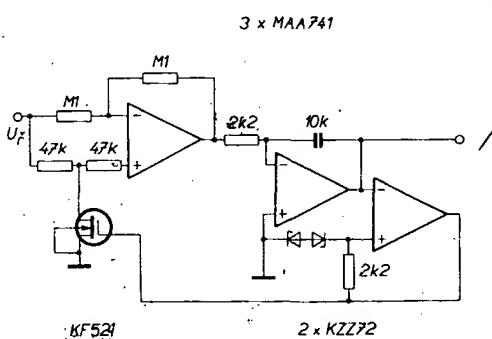
Obr. 51. Generátor se stabilizací diodovým můstekem



Obr. 52. Zdroj přesného napětí trojúhelníkovitého průběhu



Obr. 53. Obvod s přenosem jedna



Obr. 55. Převodní charakteristika obvodu z Obr. 54

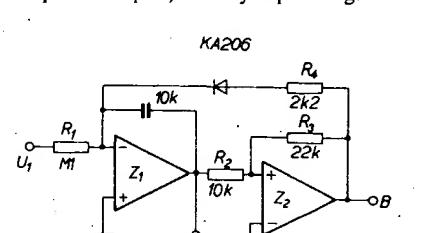
bude napětí $U_0 = U_1$. V praxi se volí přibližně $R_2 = R_3$ a $R_2 + R_3 = R_1$.

Nyní pohledme na obr. 54, představující zapojení generátoru funkci, jehož kmitočet řídíme napětím U_f . Záleží-li na lineáritě převodu U_f : $k_{f,y}$, je třeba, aby měl zdroj napětí U_f malou impedanci (nejlépe výstup operačního zesilovače). Komparátor (vybavený opět bipolárním omezovačem) řídí svým výstupem řídící elektrodu řízeného tranzistoru, který nahrazuje spínač *S* z obr. 53. V praxi může zapojení sloužit nejen jako generátor, laditelný napětím, ale také jako převodník napětí-kmitočet. Přenosová funkce je na závěr graficky znázorněna na obr. 55.

Velmi jednoduché zapojení převodníku napětí-kmitočet je na obr. 56. Kladné vstupní napětí U_f se přivádí přes R_1 na invertující vstup Z_1 , který pracuje jako integrátor. Při integraci vstupního napětí je na výstupu komparátoru (zesilovače *Z₂*) kladné saturační napětí $+U_{sat}$ a dioda *D₁* nevede. Na výstupu integrátoru se (rychlosíti, úměrnou vstupnímu napětí) zvětšuje záporné napětí. V okamžiku, kdy toto napětí dosáhne

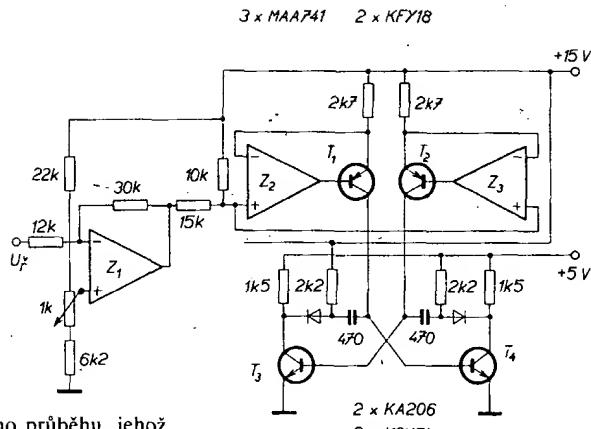
$\frac{R_2}{R_3} (+U_{sat})$ (tj. přibližně -6 V), komparátor se překlopí a na jeho výstupu se objeví záporné saturační napětí $-U_{sat}$. V tomto okamžiku ovšem dioda *D₁* povede, a protože se nyní integruje poměrně velké napětí přes R_4 (poměrně malý odpor vůči odporu *R₁*), napětí na výstupu integrátoru přechází směrem ke kladnému saturačnímu napětí. Toho však nedosáhne, neboť v okamžiku, kdy na výstupu *Z₁* bude

napětí $-\frac{R_2}{R_3} (-U_{sat})$, komparátor se překlopí zpět do stavu, kdy na jeho výstupu bude $+U_{sat}$, dioda *D₁* se uzavře a dochází znova k integraci vstupního napětí U_f . Na výstupu komparátoru lze osciloskopem nalézt napětí, které má tvar úzkých záporných impulsů, jejichž šířka je několik set mikrosekund a opakovací doba nepřímo úměrná vstupnímu napětí U_f (kmitočet je tedy přímo úměrný vstupnímu napětí). Na výstupu integrátoru



Obr. 56. Převodník napětí - kmitočet

Obr. 57. Převodník napětí – kmitočet s tranzistorovým multivibrátorem



obdržíme napětí pilovitého průběhu, jehož kmitočet je stejný jako kmitočet impulsů na výstupu komparátoru. Rozkmit pilovitého napětí (mezivrcholová velikost) je přibližně 12 V.

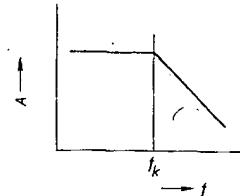
Odchylka převodního součinitele od součinitele při ideálně lineární charakteristice je způsobena především nenulovou dobou vratné části cyklu, kdy se integruje napětí z výstupu komparátoru. Poměr doby T_2 vratného cyklu k době trvání T_1 integrace vstupního napětí určuje přibližně chybu, s jakou bude při daném vstupním napětí převodník pracovat. Protože doba T_2 je konstantní (integruje se vždy stejně napětí), bude odchylka od linearity tím větší, čím menší bude T_1 , tedy čím větší bude vstupní napětí. Kvalitní převodníky napětí-kmitočet využívají proto speciálních rychlých operačních zesilovačů a kromě toho často obsahují různé korekční obvody k linearizaci charakteristiky.

Velmi často se pro méně náročné požadavky používá jako převodník napětí-kmitočet obyčejný tranzistorový multivibrátor, u něhož se proud do bázi řídí z proudových zdrojů, ovládaných právě vstupním napětím. Největší chyby do tohoto typu zapojení zanáší právě nonlinearita tranzistorů, které mají plnit funkci proudových zdrojů, řízených napětím. Zapojení převodníku, jehož schéma je na obr. 57, řeší uvedený nedostatek „linearizaci“ přechodů báze-emitor tranzistorů T_1 a T_2 (proudových zdrojů) jejich zapojením do zpětné vazby operačních zesilovačů. Výsledkem je linearita rádu přibližně 0,1 % v rozsahu vstupního napětí U_I od 1 mV do 10 V. Výstupní signál právouhlého průběhu se odebírá z kolektoru T_3 nebo T_4 v úrovni vhodné pro zpracování číslicovými integrovanými obvody TTL. Převodní konstanta je přibližně 100 kHz na 1 V.

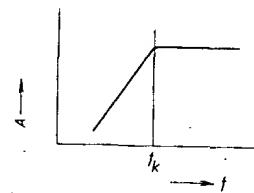
Velmi dobrou linearitu (přibližně 0,1 %) má též převodník, jehož schéma zapojení je na obr. 58. Vstupnímu napětí v rozsahu 0 až 10 V odpovídá kmitočet výstupního napětí 0 až 10 kHz. Tajemství dobré linearity spočívá v principu činnosti, který je odlišný od principu, na němž je založena funkce například obvodu na obr. 56. V tomto zapojení se integruje vstupní napětí nepřetržitě, takže napětí na výstupu integrátoru nemá pilovitý, ale trojúhelníkovitý tvar. Směr integrace se řídí spínačem (tranzistor T_1), ovládaným výstupem komparátoru s hysterézí (operač-

vají naprostou většinu požadavků, které se v běžné elektronické praxi vyskytují. Představíme si je nejdříve podle jejich přenosových charakteristik. Na obr. 59 je přenosová charakteristika tzv. *dolní propusti*. Na vodorovné ose je vynesen kmitočet, na svislou osu vynášíme relativní zisk. Filtr s takovou kmitočtovou charakteristikou přenáší signál od nulového kmitočtu (stejnosměrné napětí) až do kmitočtu kritického (f_k), se stejným zesílením (teoreticky – prakticky je na kmitočtu f_k už určitý pokles zisku). Signály s vyšším kmitočtem než f_k jsou aktivním filtrem přenášeny s poklesem relativního zisku (relativním útlumem), který je tím větší, čím více je kmitočet signálu vzdálen od kmitočtu f_k . Strmost poklesu kmitočtové charakteristiky v oblasti nad kmitočtem f_k závisí na druhu a složitosti zapojení aktivního filtru.

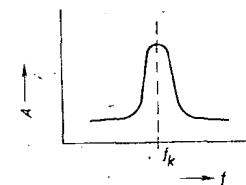
Přenosová charakteristika aktivního filtru typu *horní propust* je na obr. 60. Z tvaru



Obr. 59. Charakteristika filtru typu dolní propust



Obr. 60. Charakteristika filtru typu horní propust

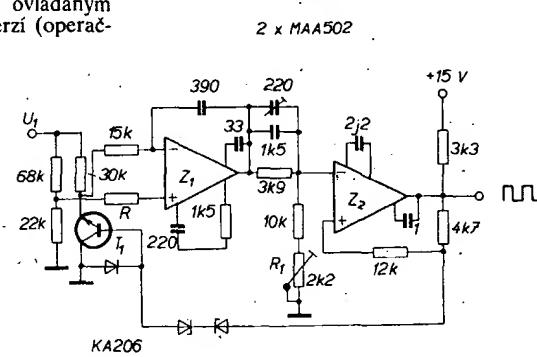


Obr. 61. Charakteristika filtru typu pásmová propust

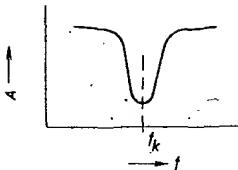
přenosové charakteristiky snadno odvodíme závěry (do jisté míry analogické závěrům, plynoucím z obr. 59), vystihující chování takového obvodu – vůči signálům kmitočtového spektra.

Poněkud odlišné vlastnosti má aktivní filtr s přenosovou charakteristikou podle obr. 61. Tento filtr – *pásmová propust* – přenáší s určitým ziskem pouze signály, ležící v oblasti kolem kritického kmitočtu f_k , relativní zisk klesá u kmitočtů, ležících jak pod, tak i nad tímto kmitočtem. Místo strmosti kmitočtové charakteristiky v pásmu útlumu se u téhoto filtru udává buďto údaj B , což je šířka pásmá, v němž se relativní zisk nezmění více než o 3 dB, nebo tzv. činitel jakosti Q , který můžeme získat jako výsledek poměru $f_k : B$.

Protějšek aktivního filtru – pásmové propusti je tzv. *pásmová zádrž*, která má přenosovou charakteristiku podle obr. 62. Jak je vidět, jde o analogii předchozího případu, zisk obvodu je konstantní pro signály všech kmitočtů kromě těch, které leží v ob-



Obr. 58. Ultralineární převodník napětí – kmitočet



Obr. 62. Charakteristika filtru typu pásmová zádrž

lasti kolem f_k . U signálů s kmitočtem blízkým f_k je relativní zisk menší a nejmenší je právě na f_k .

Zmínili jsme se již o tom, že aktivní filtry slouží k úpravě elektrických signálů, která spočívá v tom, že signál určité části spektra se zámerně potlačí. Nejčastější důvod, který nás k tomuto opatření vede, spočívá v tom, že z funkčních důvodů potřebujeme ze zpracovávaného signálu oddělit nežádoucí rušivé signály (zvětší jejich odstup od užitečného signálu) a tím zlepšit jeho kvalitu. Typ filtru a jeho vlastnosti v praxi volíme podle toho, jaký charakter (posuzováno podle kmitočtového hlediska) má jak signál užitečný, tak i signál rušivý, abychom dosáhli co největšího rozdílu v kvalitě signálů před filtrem a za ním.

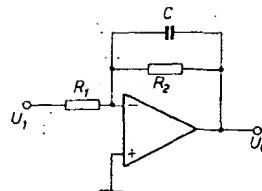
Připomínáme ještě, že uváděné nákresy přenosových charakteristik základních typů filtrů jsou idealizované a nerespektují reálné vlastnosti použitých zesilovačů a ostatních součástek. V dalším se zaměříme na typická použití aktivních filtrů jednotlivých skupin s praktickými ukázkami osvědčených zapojení.

Aktivní filtry typu dolní propust

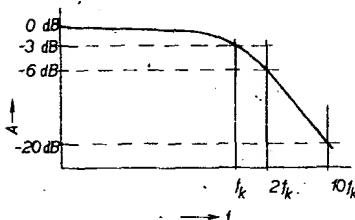
Tento druh filtru se nejčastěji používá tehdy, zpracováváme-li signál, ležící ve spodní části kmitočtového spektra (případně signál stejnosměrný). Při výběru vhodného filtru se nejčastěji řídíme pravidlem, podle něhož má být jeho kritický kmitočet f_k o něco vyšší, než je nejvyšší kmitočet, který se může vyskytnout v přenášeném signálu. Pokud jde o přenos signálu stejnosměrného, pak je rozhodující, jak rychle se mění a jak věrně je třeba tyto změny přenášet. Dolní propusti se tedy používají, je-li užitečný signál infikován signály, jejichž kmitočty jsou ve vyšší části spektra. Stejnosměrné signály bývají často zamoreny produkty neodružených kontaktů spínačů všeho druhu (relé, stykače, komutátorové motory atd.), které mají charakter nahodilých impulsů různé polarity a amplitudy, případně širokopásmovým šumovým signálem. Signály akustických kmitočtů zase často obsahují rušivá šumová napěti, pocházející z různých elektroakustických měničů, magnetofonových pásků, gramofonových desek nebo i vstupních obvodů zesilovačů, zpracovávajících signály velmi nízké úrovni. Známým jevem je rovněž vznik různých zázánek (ležících někdy nad oblastí slyšitelných kmitočtů), které mohou vznikat např. směšováním pilotního signálu (při příjmu stereofonního rozhlasu) s produkty předmagnetizačního oscilátoru magnetofonu.

Nejjednodušší dolní propust vytvoříme, připojíme-li paralelně ke zpětnovazebnímu odporu R_2 operačního zesilovače (zapojeného jako invertujícího zesilovač napětí) kondenzátor tak, jak je vidět na obr. 63. Kondenzátor působí v okolí kritického kmitočtu

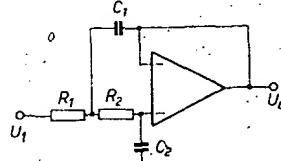
$f_k = \frac{1}{2\pi R_2 C}$ zakřivení kmitočtové charakteristiky, která v další části má sklon 6 dB na oktávu, tedy 20 dB na dekádu (viz obr. 64). Díky tomu, že se v okolí kritického kmitočtu plynule mění směrnice kmitočtové charakte-



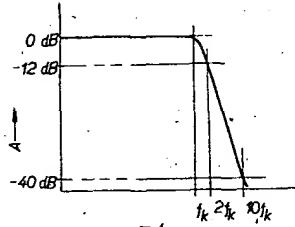
Obr. 63. Aktivní filtr prvního rádu



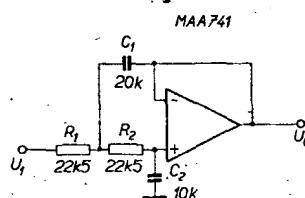
Obr. 64. Charakteristika filtru z obr. 63



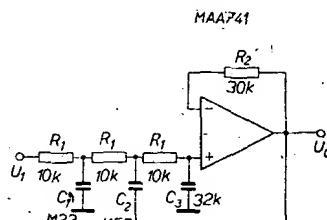
Obr. 65. Aktivní filtr prvního rádu



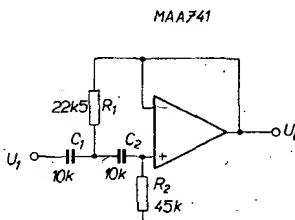
Obr. 66. Charakteristika filtru druhého rádu



Obr. 67. Aktivní filtr - dolní propust - druhého rádu



Obr. 68. Aktivní filtr - dolní propust - třetího rádu



Obr. 69. Aktivní filtr - horní propust - druhého rádu

ristiky, bude na kmitočtu f_k již útlum 3 dB. Popisované zapojení nazýváme filtrem prvního rádu. Abychom dosáhli většího filtracního účinku, musíme použít filtry se strmějším poklesem kmitočtové charakteristiky nad kritickým kmitočtem. Takové vlastnosti mají filtry vyšších rádů.

Zapojení aktivního filtru - dolní propusti druhého rádu je na obr. 65. Strmost kmitočtové charakteristiky (sklon) v oblasti potlačení (nad kmitočtem f_k) dosahuje 12 dB na oktavu, tj. 40 dB na dekádu (obr. 66). Napěťový přenos v oblasti pod f_k je jednotkový. Filtry vyšších rádů kladou značné požadavky na přesnost použitých (výpočtem stanovených) součástek, požadovaná přesnost je tím větší, čím vyšší je rád filtru.

Praktické zapojení aktivního filtru - dolní propusti druhého rádu je na obr. 67. Hodnoty součástek jsou navrženy pro kritický kmitočet $f_k = 500$ Hz. Filtr pro jiný kmitočet lze navrhnut podle rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 R_2 C_2}$$

za předpokladu, že platí $R_1 = R_2$ a $C_1 = 2C_2$.

Další zapojení aktivního filtru - dolní propusti, tentokrát třetího rádu, je na obr. 68. Sklon kmitočtové charakteristiky v oblasti potlačení (tedy nad kmitočtem f_k) je 60 dB na dekádu, tj. 18 dB na oktavu. V propustné části charakteristiky (od nulového kmitočtu do kmitočtu f_k) má tento filtr jednotkový kladný přenos. Pro zapojení s uvedenými součástkami je kritický kmitočet filtru 100 Hz. Kapacity kondenzátorů pro předem zadáný jiný kritický kmitočet můžeme vypočítat ze vztahů

$$C_1 = \frac{1,39}{2\pi f_k R_1}, \quad C_2 = \frac{3,54}{2\pi f_k R_1}, \quad C_3 = \frac{0,202}{2\pi f_k R_1},$$

je-li $R_2 = 3R_1$.

S tímto filtrem můžeme velmi zlepšit kvalitu stejnosměrných signálů, v tom případě je vhodné volit nižší kritický kmitočet. Pokud bychom však při přepočtu vyšli ze stejných odporů R_1 , budou pro f_k např. 1 Hz kapacity kondenzátoru C_1 , C_2 a C_3 desítky mikrofaradů. Takové kondenzátory jsou však v kvalitním provedení těžko dostupné (použití elektrolytických kondenzátorů vůbec nepřichází v úvahu) a navíc značně rozdílné. Bude proto účelné změnit i odpory R_1 (a tedy i R_2). Přitom však musíme brát v úvahu vliv vstupních proudů použitého operačního zesilovače, který nás nutí k tomu, aby odpory byly co nejménší. (Údaje uvedené na obr. 68 jsou pro běžné typy operačních zesilovačů optimální). Východiskem z této situace je použití operačního zesilovače, vybaveného na vstupech polem řízenými tranzistory. Potom můžeme použít odpory až o tři rády větší a kondenzátory budou mít přijatelnou kapacitu. K realizaci filtru se správným průběhem kmitočtové charakteristiky je treba dodržet hodnoty všech součástek s přesností přibližně na 1 %.

Aktivní filtry typu horní propust

Tento druh aktivních filtrů má v praxi poněkud menší uplatnění. Jako příklad jeho využití by snad bylo možno jmenovat tzv. hlučkové filtry u některých zesilovačů, kde slouží k potlačení signálů s kmitočty pod 100 Hz, které se někdy projeví v signálu z gramofonového přenosu jako produkt nekvalitní mechanické části gramofonového přístroje.

Uvedeme si rovnou praktické zapojení filtru - horní propusti druhého rádu (obr. 69), které je vlastně protějškem zapojení k filtru, jehož schéma je na obr. 65. Kritický kmitočet filtru je 500 Hz, v oblasti nad tímto kmitočtem je zesílení jednotkové. Pod f_k klesá kmitočtová charakteristika se strmostí

40 dB na dekádu, takže např. signálové napětí s kmitočtem 50 Hz je již dvacetinásobně potlačeno (viz obr. 70). Platí-li pro použité součástky $C_1 = C_2$ a $R_2 = 2R_1$, můžeme pro přepočet zapojení filtru na jiný kritický kmitočet použít rovnici

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 R_2 C_2}.$$

Aktivní filtry typu pásmová propust

Tento druh filtrů tvoří pravděpodobně nejpočetnější skupinu, neboť praxe jim dává nejvíce přešitostí k uplatnění. Je možné použít je všude tam, kde potřebujeme přenést signál jednoho kmitočtu. Při použití aktivní pásmové propusti jsou potlačeny všechny signály, jejichž kmitočet se liší od kritického kmitočtu, na němž má obvod maximální zisk (minimální útlum). Výsledkem toho je významné zvětšení odstupu rušivých signálů, cíž může někdy umožnit zpracování signálu, který je zaměřen nezádoucími signály do té míry, že nebyl za běžných okolností (bez filtrace) použitelný.

Příklad základního zapojení aktivního filtru – pásmové propusti druhého rádu je na obr. 71. Bude-li platit, že $C_1 = C_2 = C$, pak můžeme vypočítat kritický kmitočet f_k z rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}.$$

Útlumová charakteristika připomíná charakteristiku laděného obvodu LC (obr. 72). Rozdíl kmitočtů, na nichž má útlumová charakteristika pásmové propusti pokles proti maximu 3 dB, udává šířku pásma. Můžeme ji změřit, ale i předem vypočítat ze vztahu

$$B = \frac{1}{\pi C R_3}.$$

Podobně jako laděný obvod LC můžeme i aktivní pásmovou propust charakterizovat činitelem jakosti Q , což je poměr kritického kmitočtu k šířce pásma, tedy

$$Q = \frac{f_k}{B}.$$

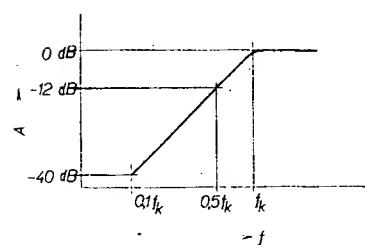
Uveďme si nyní několik ukázkových zapojení aktivních pásmových propustí, využitelných především v přístrojové technice. Na obr. 73 je schéma aktivní pásmové propusti, určené pro přenos signálu s kmitočtem 160 Hz. Napěťové zesílení na tomto kmitočtu je 50. Šířka pásma pro pokles 3 dB je 16 Hz (čili činitel jakosti Q je roven 10). Zdroj signálového napětí U_i musí mít malou impedanci nebo se musí podle jeho impedanční korigovat odpor R_1 . Pro zajištění uvedených parametrů je třeba dodržet hodnoty součástek v toleranci maximálně 5 %.

Podobný filtr – aktivní pásmová propust – náladěný na kmitočet 1 kHz je na obr. 74. Napěťový zisk obvodu na kritickém kmitočtu je 20 dB, činitel jakosti je 10, čili šířka pásma je 100 Hz. Zapojení filtru s velkým činitelem jakosti ($Q = 48$) je na obr. 75. Kritický kmitočet filtru vypočteme ze vztahu

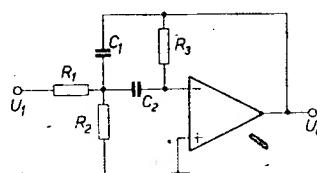
$$f_k = \frac{1}{2\pi R C};$$

pro $R = 27 \text{ k}\Omega$ a $C = 6 \text{ nF}$ je $f_k = 980 \text{ Hz}$.

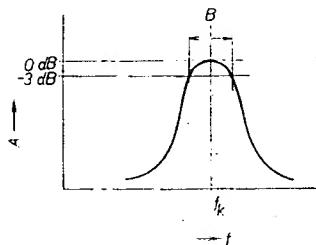
Aktivní filtr s dvojitým článkem T ve zpětné vazbě operačního zesilovače (obr. 76) pracuje jako pásmová propust na kmitočtu 1200 Hz, filtr má na tomto kmitočtu napěťové zesílení asi 40. Odpor R je, 2,7 k Ω a kondenzátor C má kapacitu 50 nF. Zisk se zmenší na jednotkovou velikost na kmitočtu 50 Hz a 2,5 kHz.



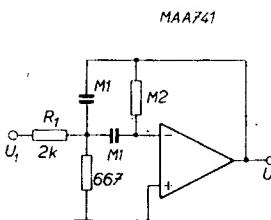
Obr. 70. Charakteristika filtru z obr. 69



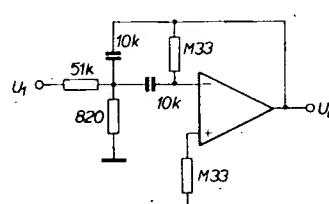
Obr. 71. Aktivní pásmová propust



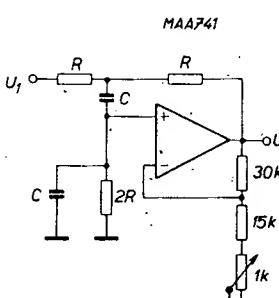
Obr. 72. Charakteristika filtru z obr. 71



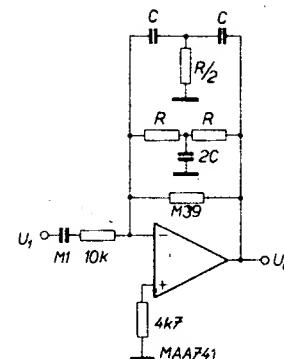
Obr. 73. Aktivní pásmová propust pro kmitočet 160 Hz



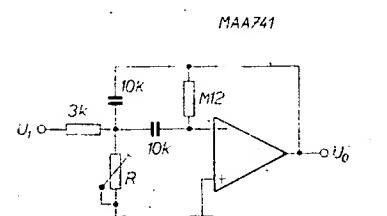
Obr. 74. Aktivní pásmová propust pro kmitočet 1 kHz



Obr. 75. Aktivní pásmová propust s proměnnou jakostí Q

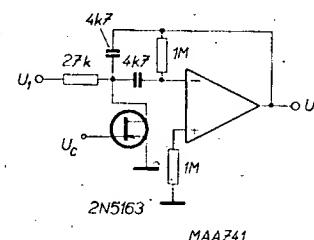


Obr. 76. Aktivní pásmová propust s dvojitým článkem T



Obr. 77. Laditelná aktivní pásmová propust

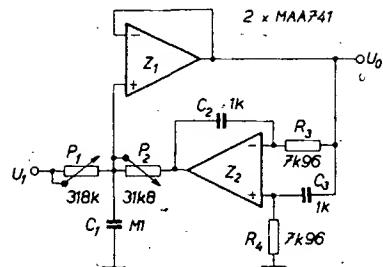
Dosud jsme probírali aktivní pásmové propusti pouze takové, které byly náladěny na pevný kmitočet. Obr. 77 představuje zapojení aktivního filtru – pásmové propusti, u níž můžeme kritický kmitočet měnit (přeladovat filtr) změnou jediného odporu R . Bude-li se tento odpor měnit v rozmezí od 1100 Ω do 406 Ω , má to za následek posuv kritického kmitočtu filtru v rozmezí od 1,6 kHz do 2,4 kHz. Napěťový zisk (přibližně 26 dB) přitom zůstává konstantní. Propustná šířka pásma B zůstává při přeladování rovněž konstantní, je 260 Hz. To ovšem znamená, že se musí měnit poměr mezi kritickým kmitočtem a šířkou pásma, čili že se při přeladování mění činitel jakosti filtru Q . U filtru, jehož schéma zapojení je na obr. 78, je možno změnou napěti na řídicí elektrode polem řízeného tranzistoru měnit odpor jeho kanálu a tím měnit i kritický kmitočet filtru od 200 Hz do 3200 Hz, anž by se měnila šířka pásma nebo přenosový zisk. Řadící napětí se pohybuje od nuly (nejvyšší kmitočet). Šířka propustného pásma pro útlum menší než 3 dB je 80 Hz, změna činitele jakosti Q probíhá v rozmezí od 2,5 (při kmitočtu $f_k = 200 \text{ Hz}$) do 40 (při



Obr. 78. Pásmová propust laditelná napětím

$f_k = 3,2 \text{ kHz}$). Při náhradě přechodového polem řízeného tranzistoru 2N5163 zahraniční výrobou našim MOS KF521 dojde patrně jen k mírnému omezení dosažitelného horního kritického kmitočtu.

Schéma zapojení aktivní pásmové propusti na obr. 79 se dvěma operačními zesilovači



Obr. 79. Obvod s odděleným řízením kmitočtu a šířky pásma

MAA741 představuje filtr, u něhož můžeme nezávislými prvky nastavovat zvlášť kritický kmitočet a zvlášť šířku propustného pásmá. Kmitočet lze nastavit v rozmezí od 1 kHz do 10 kHz změnou odporu potenciometru R_2 . Potenciometrem R_1 měníme šířku pásmá tak, že se činitel jakosti Q mění od 2 do 200. Jsem-li oba potenciometry nastaveny na maximum, pak má filtr šířku pásmá 5 Hz na kmitočtu 1 kHz. Pro výpočet kritického kmitočtu platí vztah

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}},$$

bude-li $R_1 = R_2$ a $C_3 = C_2$.

Šířku pásmá, v němž dochází k poklesu zisku menšímu než 3 dB vypočteme z rovnice

$$B = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Uvedený typ filtru je vhodný ke zpracování napětí, jehož rozkmit (mezivrcholová velikost) nepřesáhne 1 V.

Zapojení laditelného filtru – aktivní pásmové propusti, u níž zůstává při přešlování konstantní poměr kritického kmitočtu k šířce pásmá (tedy konstantní činitel jakosti Q) je na obr. 80. Dvojitým potenciometrem lze filtr přešlovat v rozmezí od 150 do 1500 Hz, přičemž činitel jakosti se od 30 neodchylí více než o 5 %. Pro horní mezní polohu potenciometrů (bězce jsou na konci, spojeném s výstupem předchozího zesilovače) platí následující vztahy. Kritický kmitočet vypočteme z rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

platí-li $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ a $C_1 = C_2$. Šířka pásmá se řídí vztahem

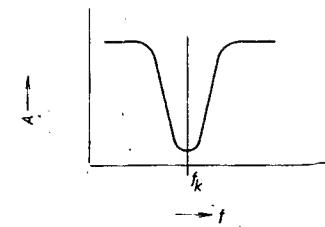
$$B = \frac{1}{2\pi R_4 C}.$$

Jako poslední si ze skupiny aktivních pásmových propustí probereme filtr, který se auto-

maticky přešlovařuje podle kmitočtu signálu přivedeného na jeho vstup. Princip činnosti si objasníme podle zjednodušeného obr. 81. Přivádime-li na vstup aktívniho filtru-pásmové propusti signál U_1 o kmitočtu, který je přesně shodný s kritickým kmitočtem filtru, pak bude mít signál U_0 na výstupu vůči signálu na vstupu určitý fázový posuv. Budeli se kmitočet vstupního signálu odchylovat (zvěšovat či zmenšovat) od kritického kmitočtu filtru, bude fáze výstupního signálu „předpohledat“ fázi signálu vstupního nebo se bude za ní zpoždovat. Zavedeme-li nyní do fázového detektora vstupní signál i signál po průchodu filtrem, objeví se na výstupu napětí, závislé na fázových poměrech mezi oběma signály. Po náležité úpravě zavádime toto napětí na řídici elektrodu polem řízeném tranzistoru, který je součástí aktívniho filtru. (Činnost takového zapojení jsme si už objasnili v popisu obvodu na obr. 78.) Tím je uzavřena smyčka zpětné vazby, která zajišťuje stálý poměr mezi fází vstupního a výstupního signálu celého zapojení. V důsledku to znamená, že filtr se stále automaticky dolaďuje tak, aby jeho kritický kmitočet byl shodný s kmitočtem signálu U_1 na jeho vstupu. Praktické zapojení na obr. 82 pracuje v rozsahu přibližně od 2 kHz do 6 kHz. Aktívni filtr-pásmová propust je tvořen obvody kolem operačního zesilovače Z_1 včetně tranzistoru řízeného polem. Obvody ob bipolárního tranzistoru až po výstup zesilovače Z_2 slouží k úpravě signálu z fázového detektora, aby jím bylo možno řídit odpor kanálu tranzistoru řízeného polem. Fázový detektor je tvořen dvěma komparátory (Z_3 a Z_4). Do prvního se přivádí přímo vstupní signál, do druhého výstupní signál přes derivátor (zesilovač Z_5), který zajišťuje nutný fázový posuv 90°. Obvod lze přesně doložit při oživování potenciometrem P_1 .

Aktívni filtry typu pásmové zádrž

Tento druh filtru používáme zpravidla tehdy, máme-li zpracovat signál, který se může vyskytnout v širším kmitočtovém pásmu a musíme-li přitom počítat s tím, že dojde k rušení, v tomto případě však signálem



Obr. 83. Charakteristika aktivní pásmové zádrž

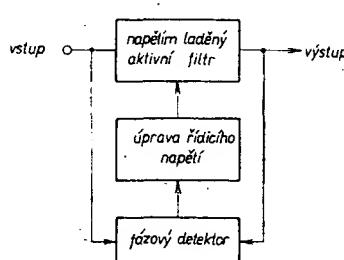
o předem známém pevném kmitočtu. Činnost tohoto druhu filtru potom spočívá v tom, že pro signály s tímto kmitočtem (a samozřejmě signály, ležící v jeho blízkém okolí) má zapojení vůči signálům jiných kmitočtů velký útlum, takže je potlačí, zvětší jejich odstup (viz typický průběh kmitočtové charakteristiky na obr. 83). Praktické uplatnění se nabízí na každém kroku, každý však kolik problémů a starostí někdy připraví signál o kmitočtu 50 Hz, naindukován do obvodů, zpracovávajících signály nízké úrovně. Jediná možnost se naskytá v zapojení měřicího harmonického zkreslení, kde musíme dobře odfiltrovat signál základního měřicího kmitočtu, abychom tím od něho oddělili vyhodnocovaný obsah signálů vyšších harmonických kmitočtů.

Na obr. 84 je schéma zapojení pásmové zádrž s dvojitým článkem T, bootstrappingem ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Zapojení potlačuje na kritickém kmitočtu ostatní signály až o 60 dB, jeho činitel jakosti Q je přibližně 50 (šířka potlačovaného pásmá je asi 1 Hz). Kritický kmitočet můžeme vypočítat z rovnice

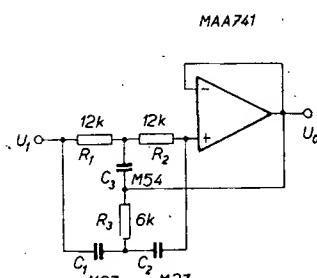
$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

pokud platí, že $R_1 = R_2 = 2R_3$

$$\text{a } C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}.$$

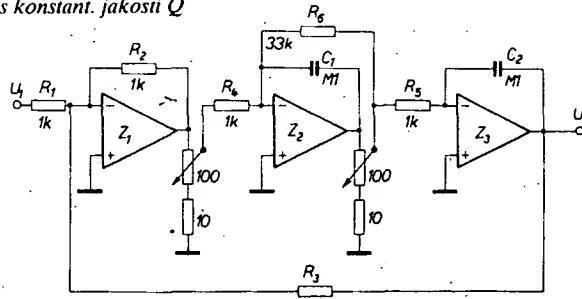


Obr. 81. Blokové schéma samočinně laděného filtru – pásmové propusti

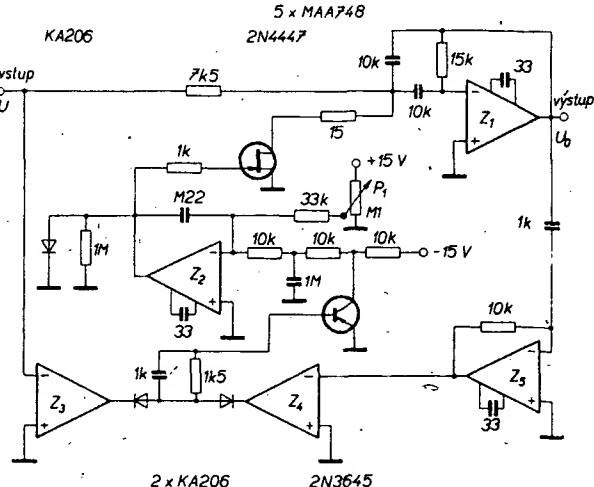


Obr. 84. Pásmová zádrž síťového kmitočtu

Obr. 80. Laditelná pásmová propusti s konstant. jakostí Q



Obr. 82. Zapojení samočinně laděného filtru – pásmové propusti



Zapojení lze snadno adaptovat tak, že lze plynule nastavít činitel jakosti od asi 0,3 do 50 potenciometrem P_1 . Ostatní součástky obvodu jsou stejné jako na obr. 85.

Jiné zapojení aktivního filtru-pásmové zádrže, u níž je možné měnit kritický kmitočet změnou kapacity jediného kondenzátoru, je na obr. 86. Platí-li pro odpory, že $R_1 = R_2$,

$R_1 = R_2 = R_3$ a $R_4 = \frac{1}{2}$, potom platí pro výpočet kritického kmitočtu rovnice,

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 \sqrt{C_1 C_2}}.$$

Použití operačních zesilovačů při můstkových měřeních

Můstkové měřicí metody, přestože velmi staré, patří především pro svou značnou citlivost stále mezi oblíbené a často používané způsoby měření. Podíváme se na klasické zapojení Wheatstoneova můstku na obr. 87. Chceme zjistit, jaké bude napětí na měřidle $U_M = U - U_1$ při změně odporu v můstku o ΔR . Bude-li mít měřidlo, zapojené v tzv. měřicí úhlopříce, velmi velký vstupní odpor (poteče-li jím zanedbatelný proud), pak se jedná o nezatižený můstek. Zdroj napájecího napětí je jedním půlem uzemněn. Protože na levé straně jsou zapojeny od živého pólu napájecího zdroje k zemi dva stejně a neměnné odpory, víme, že napětí U_1 bude přesně polovinou napětí U . Poměry ve druhé věti, v jejímž středu je napětí U_2 , jsou trochu složitější. Pro napětí U_2 platí vztah

$$U_2 = \frac{UR}{2R + \Delta R}.$$

Vyjádříme-li poměr přírůstku odporu k původnímu odporu jako $\Delta R/R = \delta$, potom platí,

$$U_M = U_2 - U_1 = -\frac{U}{4} \frac{1 + \frac{\delta}{2}}{1 + \frac{\delta}{2}}.$$

Bude-li poměr δ velmi malý, lze vztah zjednodušit na

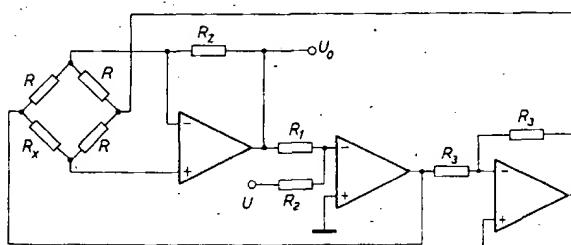
$$U_M \approx \frac{U}{4} \delta.$$

Protože v praxi často měříme velmi malé přírůstky ΔR , musíme k jejich indikaci použít citlivá měřidla. Taková měřidla bývají však velice citlivá i na způsob zacházení, snadno se poškodí a jsou rovněž velmi dražá. Proto se snažíme malé signály z můstku nejdříve zesílit a potom přivést do robustního a levného měřidla s malými nároky na citlivost. Operační zesilovač lze k můstku připojit několika způsoby. Jednoduchý je tzv. proudový zesilovač (obr. 88), při jehož použití pracuje můstek nakrátko. Bude-li poměrný přírůstek odporu opět velmi malý a bude-li odpor R_1 několikanásobně větší než odpory v můstku, pak pro výstupní napětí platí přibližně rovnice

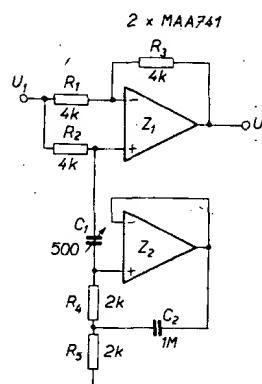
$$U_0 = \frac{UR_1 \delta}{2R},$$

je-li opět $\frac{\Delta R}{R} = \delta$

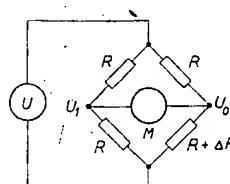
mnohem menší než 1.



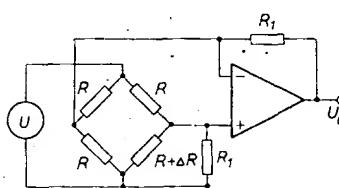
Obr. 85. Pásmová zádrž sítového kmitočtu s proměnným Q



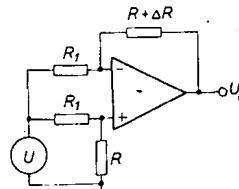
Obr. 86. Laditelný filtr - pásmová zádrž



Obr. 87. Wheatstoneův můstek



Obr. 88. Můstek se zesilovačem proudu



Obr. 89. Můstek s proměnným odporem ve zpětné vazbě

Obr. 90. Linearizovaný odporový můstek

Zapojíme-li můstek s operačním zesilovačem podle obr. 89, dostaneme na výstupu napětí U_0 , jehož velikost je přímo úměrná poměrné změně odporu R podle rovnice

$$U_0 = -U_1 \frac{\delta R}{R_1 + R}.$$

Při můstkových měřeních je praxe většinou taková, že si zjistíme výstupní napětí U_0 a z jeho velikosti usuzujeme na změnu odporu, k níž v jedné věti můstku došlo (což nám dále dává informaci o teplotě nebo jiných veličinách). Bude tedy výhodné, bude-li moci z výstupního napětí zjistit přímo samotný přírůstek ΔR (a ne přírůstek poměrný $\frac{\Delta R}{R}$).

Zapojení můstku se třemi operačními zesilovači, které poskytuje napětí U_0 přímo úměrné odchylce odporu R od R_0 je na obr. 90. Zvolíme-li odpory v zapojení tak, aby platilo

$$\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_2}{R} \right) = 1,$$

pak je výstupní napětí U_0 dáné rovnicí

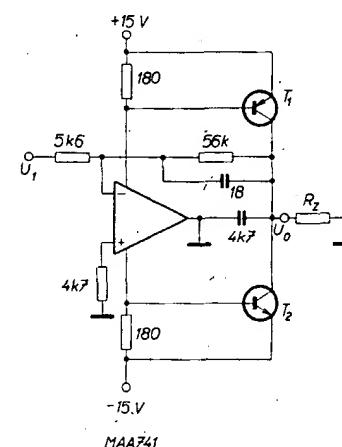
$$U_0 = \frac{U_2 R_1 R_0 - R}{2 R_2 R}.$$

Podstata linearizace (odvození je dosti složité) spočívá v tom, že napájecí napětí v můstku není konstantní, ale mění se podle rozvážení můstku.

Servozařízení s operačními zesilovači

Servozařízení jsou zařízení, sloužící k napájení servomechanismů. Snad nejčastějším příkladem (nebo součástí) servomechanismů jsou motory různých druhů a výkonů. Právě výkon, který motor servomechanismu má, je ukazatelem, podle něhož se utváří zapojení servozařízení. Pokud se pro tyto účely používají operační zesilovače, pak jsou téměř vždy doplněny výkonovým (nejčastěji proudovým) zesilovačem.

Zapojení servozařízení, vhodného k napájení servomechanismů, impedancí větší než 15Ω , je na obr. 91. Napěťové zesílení je 10. Na výstupu jsou zapojeny křemíkové výkonové komplementární tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem.



Obr. 91. Jednoduchý servozařízení

Neobvyklý je způsob buzení výstupních tranzistorů napájecím proudem operačního zesilovače, jehož výstup je uzemněn. Na obr. 92 je takové zapojení servozesilovače pro řízení stejnosměrných motorů, které udržuje rychlosť otáčení kotvy motoru úměrnou velikostí řídícího napětí U_1 , aniž by bylo nutno použít jinak obvyklé tachodynamo. Operační zesilovač řídí přes výkonový zesilovač proud kotvy motoru v závislosti na vstupním napětí a úbytku na odporu R_3 . Výkonové tranzistory servozesilovače jsou chráněny proti prouduvovému přetížení elektronickou pojistkou, omezující budící proud. Kladná zpětná vazba eliminuje vnitřní odpor kotvy motoru a kromě stabilizace rychlosť otáčení rovněž zlepšuje dynamické parametry servomechanismu.

Logaritmické zesilovače

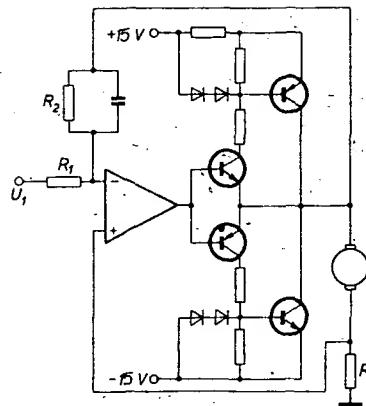
Z elektronické praxe je známo, že je někdy výhodné, můžeme-li si například do grafu vynášet třeba velikost napětí v logaritmickém měřítku. Zejména se tato potřeba vyskytuje tam, kde musíme najednou zobrazenit průběh napětí (ale i jiných veličin), měničí se v rozsahu přes několik řádů. Udaje, vhodné k zápisu na papír s logaritmickým měřítkem získáme, zpracujeme-li původní napětí v tzv. logaritmickém zesilovači. Potřebný průběh převodní charakteristiky získáme tak, že do zpětné vazby operačního zesilovače zafádime vhodný nelineární prvek. Principiální zapojení logaritmického zesilovače je na obr. 93. Prakticky použitelné zapojení, nakreslené na obr. 94, zpracuje signál v rozsahu od 20 mV do 10 V s přesností přibližně 1 %. Zapojení obsahuje dva operační zesilovače MAA741 a dva tranzistory, umístěné na jednom čipu. V zapojení je nutné kompenzovat teplotní závislosti stejnosměrných parametrů tranzistorů, což zajišťuje odpor R_1 . Koefficient převodu je 1 V na dekádu.

Převodníky napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový průběh

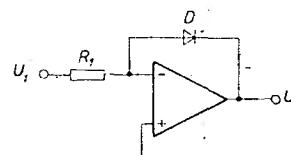
V posledních letech vznikl a velmi se rozšířil nový typ měřicího přístroje – tak zvaný generátor funkci. Je to přístroj schopný poskytovat napětí několika základních průběhů.

V jedné z předchozích kapitol již bylo pojednáno o principech zapojení těchto generátorů. U těchto základních informací je patrné, že základní průběh je průběh trojúhelníkovitého a současně s ním bývá vždy k dispozici i průběh pravoúhlý. Dosud běžně v měřicí praxi používané napětí sinusového průběhu se v obvyklých zapojení přímo na výstupech základního generátoru nevyskytuje, ale získává se většinou úpravou z trojúhelníkovitého napětí. Jednoduchý a všeobecně známý způsob převodu napětí obdélníkovitého průběhu na sinusové využívá nelineárního průběhu proudu, tekoucího kanálem unipolárních tranzistorů v závislosti na příloženém napětí U_1 . Princip tohoto zapojení je patrný z obr. 95.

Uvedeme si praktické zapojení obvodu, u něhož se sinusový průběh získává z trojúhelníkovitého napětí tristupňovou approximací, vytvářenou operačním zesilovačem s nelineární zpětnou vazbou. Schéma zapojení obvodu je na obr. 96. Odporovým trimrem R_1 nastavujeme optimální průběh (nejmenší zkreslení) výstupního sinusového napětí.

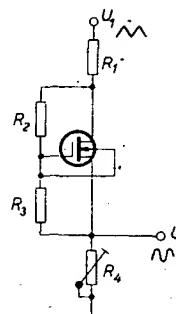


Obr. 92. Servozesilovač s kladnou zpětnou vazbou pro řízení motorů

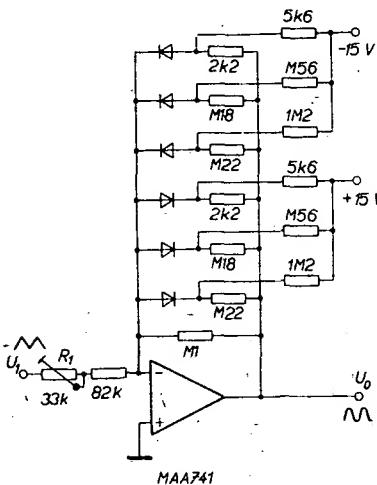


Obr. 93. Základní zapojení logaritmického zesilovače

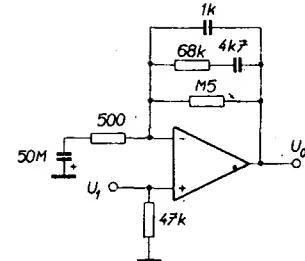
Obr. 94. Praktické zapojení logaritmického zesilovače



Obr. 95. Převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový s tranzistorem řízeným polem



Obr. 96. Převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový s diodami v zpětné vazbě

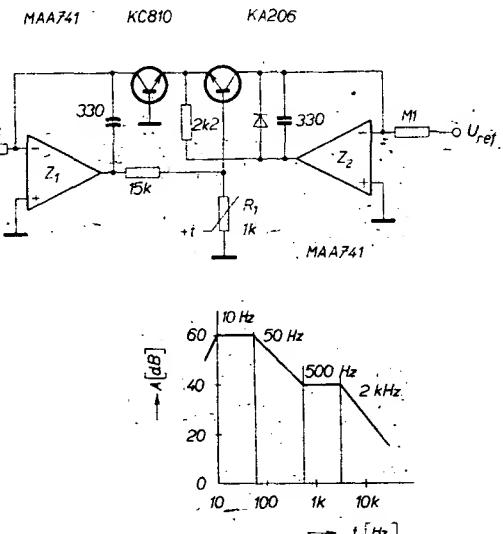


Obr. 97. Předzesilovač pro magnetickou přenosu

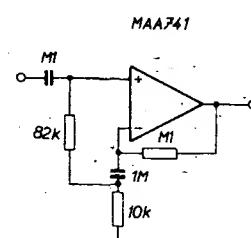
Použití operačních zesilovačů v elektroakustice

Operační zesilovače jsou vhodným stavebním prvkem pro realizaci různých elektroakustických zařízení. Uvedeme si proto také několik zapojení obvodů pro zpracování signálů akustických kmitočtů. Začneme u předzesilovačů. Zde jsou obvykle kritické šumové poměry, ale i po této stránce operační zesilovače dokázaly své přednosti a kvality.

Zapojení předzesilovače pro magnetickou přenosu je na obr. 97. Idealizovaná kmitočtová charakteristika (podle RIAA) takto



Obr. 98. Idealizovaná charakteristika obvodu z obr. 97

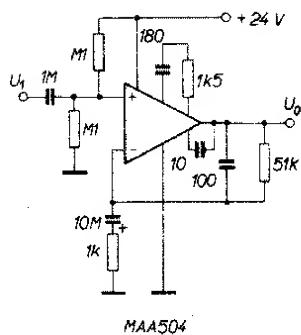


Obr. 99. Předzesilovač pro krystalovou přenosu

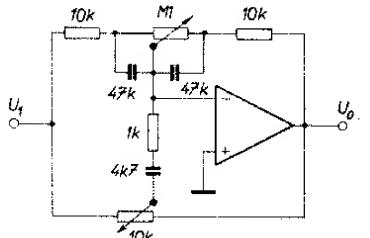
korigovaného operačního zesilovače je na obr. 98.

Na obr. 99 je schéma zapojení jednoduchého předzesilovače s velkým vstupním odporem, vhodného pro krystalovou přenosu. Napěťové zesílení obvodu je přibližně 11, vstupní odpor několik megaohmů.

Předzesilovač (vhodný např. pro mikrofon) se vstupním odporem přibližně 50 k Ω a napěťovým zesílením asi 50 je na obr. 100. Kmitočtová charakteristika je vyrovnaná v pásmu od 20 Hz do 20 kHz. Obvod je napájen z nesymetrického zdroje napětí



Obr. 100. Předzesilovač pro mikrofon



Obr. 101. Korekční zesilovač

24 V. Aby byla klidová úroveň výstupu ve středu napájecího napětí (tj. na 12 V), musí se neinvertující vstup připojit na střed dělící z odporů s poměrem 1:1. Zapojení korekčního předzesilovače s operačním zesilovačem se dnes již prakticky ustálilo na zapojení, které vidíme na obr. 101. Jde o známé zapojení Baxandalova zpětnovazebního korektoru, u něhož lze vlastně měnit jen hodnoty součástek. Zde uvedené součástky poskytují možnost regulovat zisk v okrajích akustického pásma přibližně v rozsahu ± 22 dB.

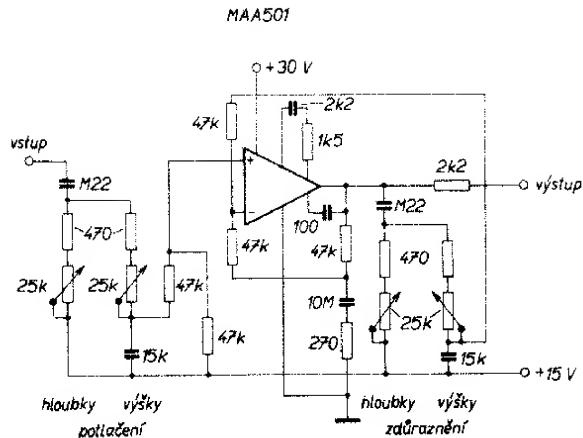
Neběžné zapojení korekčních obvodů s operačním zesilovačem je na obr. 102. Odlišnost spočívá v použití čtyř potenciometrů, dvou pro regulaci basu a dvou pro regulaci výšek, vždy jeden pro zdůraznění a jeden pro potlačení.

Konstrukce univerzálního elektro- nického měřicího přístroje

Předmětem stavebního návodu je víceúčelový měřicí přístroj, navržený především pro měření při opravách nebo vývoji různých elektronických zařízení a obvodů. Princip zapojení popisovaného měřicího přístroje je částečně odvozen od zapojení, která se často používají v analogové části číslicových voltmetrů. Díky tomu, že dále uvedené zapojení využívá v maximální míře přednosti a možnosti integrovaných operačních zesilovačů, má přístroj při poměrně jednoduchém zapojení velmi dobré základní technické parametry. Kromě technických parametrů je třeba rovněž jako významnou přednost vyzdvihnout uspokojivé provozní vlastnosti, charakterizované jednoduchostí obsluhy (tlačítková volba funkcí i rozsahů), pohotovostí i značně širokou využitelností. Vestavěné obvody elektronického jistištění téměř využívají možnost zničení obvodů přístroje nebo měřidla v důsledku napěťového přetížení při chybě výběru rozsahu. Elektronické obvody byly navrženy s tím záměrem, aby všechny měřené veličiny byly na všech rozsazích indikovány na měřidle s lineárním dělením stupnice.

To jsou hlavní znaky, charakterizující zhruba popisovaný měřicí přístroj. V dalším

Obr. 102. Korekční zesilovač se čtyřmi ovládacími potenciometry



dům symetrické napájecí napětí ± 15 V v dostatečné kvalitě (tím je méně stabilita, požadovaná především pro zdroj konstatního proudu pro měření odporů). Zapojení napájecího zdroje bylo převzato z [6], kde zájemci najdou všechny potřebné informace.

V dalším popisu se zaměříme především na elektronické obvody, protože činnost ovládacích obvodů lze přehledněji vystihnout při vysvětlování činnosti přístroje jako celku.

Popis zapojení

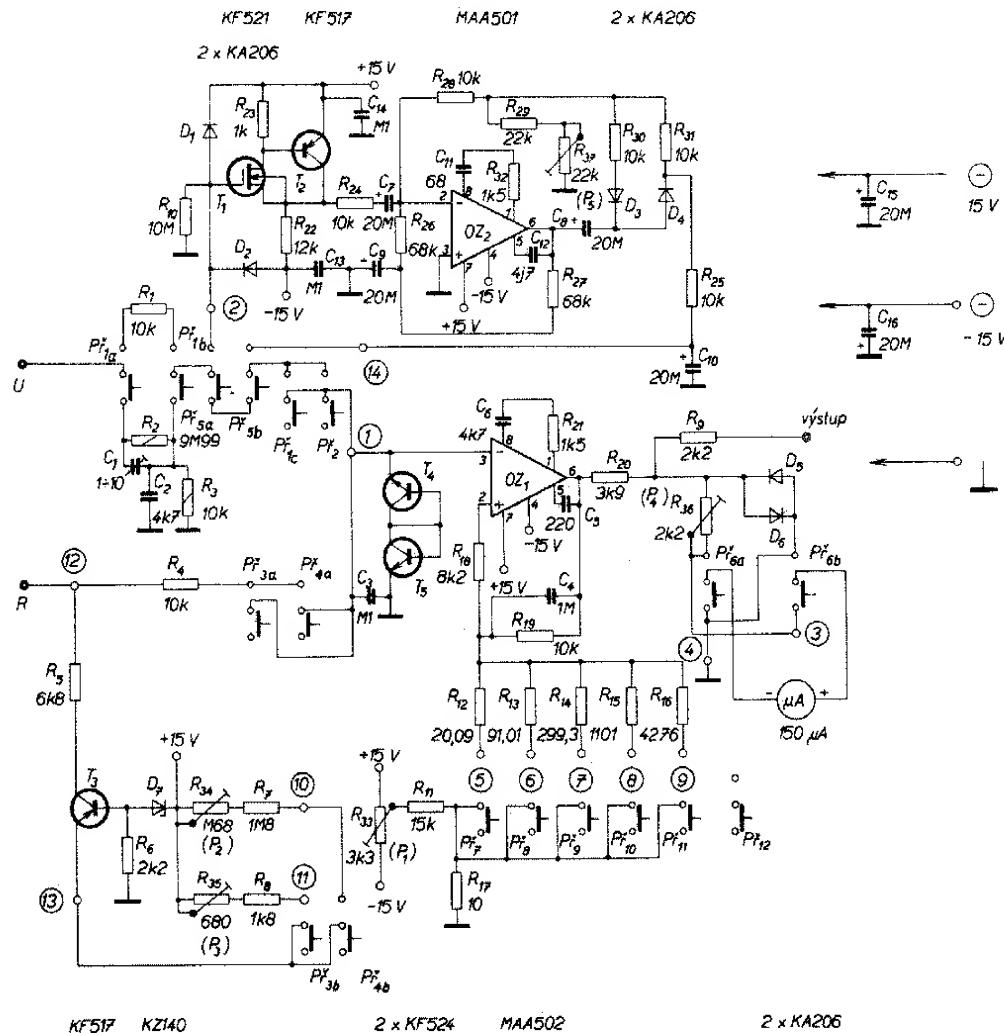
Zapojení měřicího přístroje můžeme rozdělit do tří hlavních částí. První část je tvořena ovládacími obvody, které souvisejí převážně s přepínacími funkcemi.

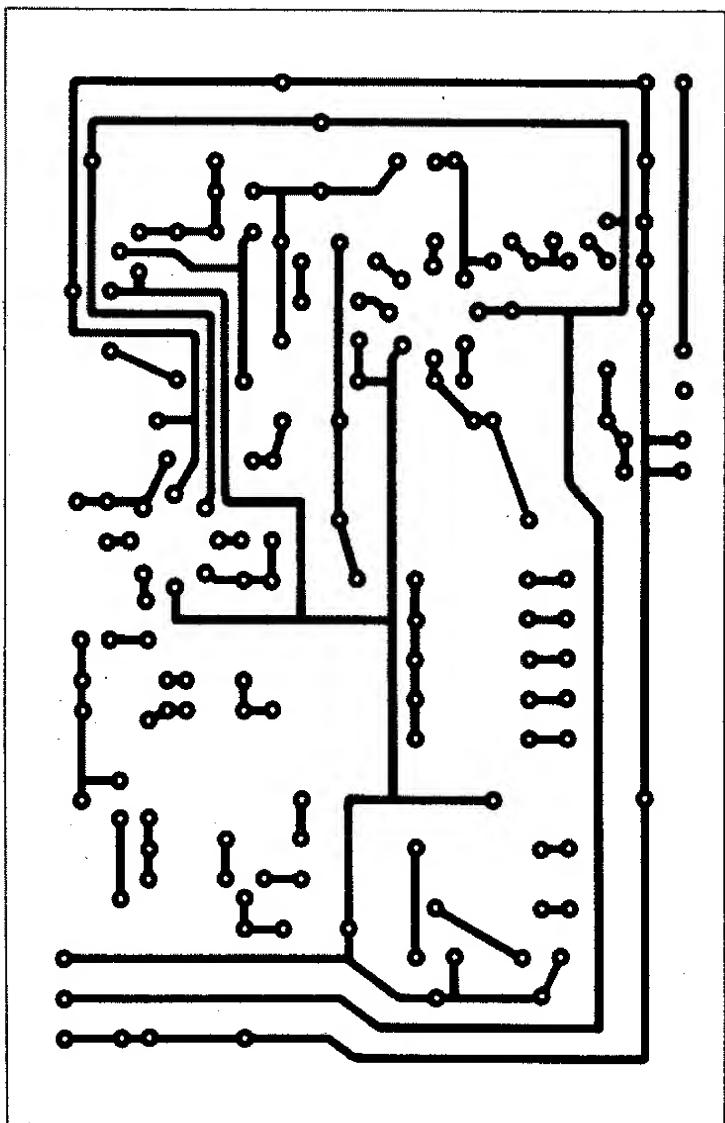
Druhou a zároveň základní část přístroje tvoří elektronické obvody měřicího přístroje (umístěné na desce s plošnými spoji), stejnosměrný zesilovač, lineární usměrňovač pro měření střídavých napětí, zdroj proudu pro měření odporů, obvody elektronického jistištění vstupních obvodů, měřidla atd.

Třetí část přístroje, kterou můžeme označit jako pomocnou, je tvořena napájecím zdrojem, dodávajícím elektronickým obvody.

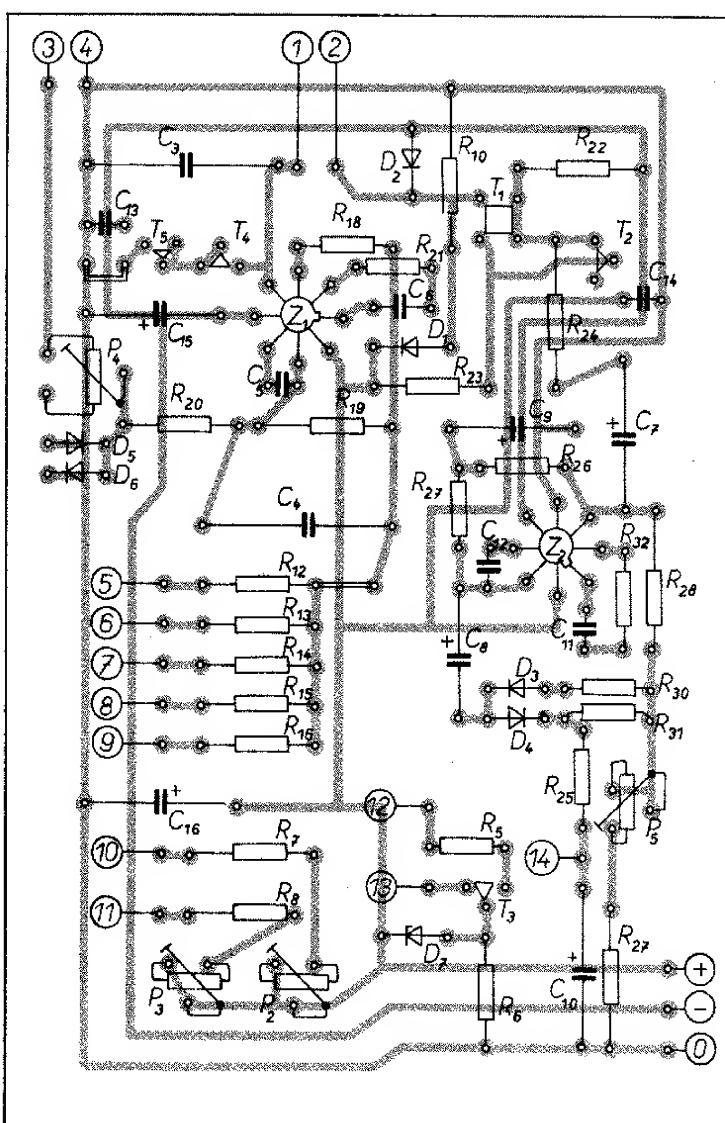
Popis zapojení a činnosti elektronických obvodů

Elektronické obvody voltohmůmetru na obr. 103, umístěné na desce s plošnými spoji (obr. 104, 105), se skládají ze tří hlavních





Obr. 104. Deska s plošnými spoji L 220



Obr. 105. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

částí. Především je to stejnosměrný zesilovač, z jehož výstupu se napájí ručkové měřidlo. Tento zesilovač (označený OZ₁) je v činnosti při všech druzích měření, neboť zpracovává měřenou veličinu buď přímo (při měření stejnosměrných napětí), nebo až po její přeměně v některém z ostatních dílů elektronických obvodů. K převodu střídavých napětí na ekvivalentní stejnosměrný signál slouží druhá část elektronických obvodů (souvisící se zesilovačem OZ₂), kterou nazýváme lineární usměrňovač. Třetí část potom pracuje pouze při měření odporů, kdy zdroj proudu (T₃) zajišťuje, že na vstupu zesilovače OZ₁ bude stejnosměrné napětí, úměrné velikosti měřeného odporu. Tím zjistíme si zhruba vyměření funkci jednotlivých částí elektronických obvodů, které si v dalším popíšeme podrobněji.

Stejnosměrný zesilovač

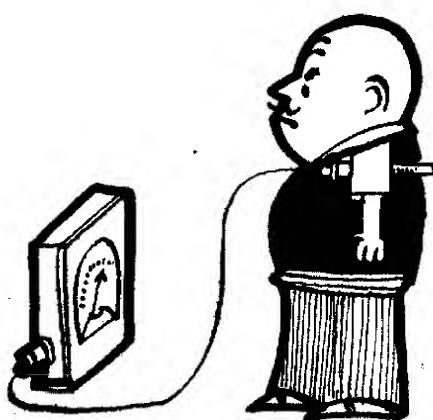
Hlavním úkolem ss zesilovače je zesílit vstupní signál (který je na jeho vstupu vždy ve formě ss napětí) tak, aby jím bylo možno vychytat ručku měřidla, připojeného na jeho výstupu. Funkci ss zesilovače plní v našem měřicím přístroji operační zesilovač OZ₁ typu MAA502 v neinvertujícím zapojení. Toto zapojení je v daném případě výhodné především proto, že umožňuje dosáhnout velkého vstupního odporu (prakticky něko-

lik set megaohmů). Mezi neinvertujícím vstupem zesilovače OZ₁ a společným zemním vodičem celého přístroje je zapojen ochranný obvod, který tvoří tranzistory T₄ a T₅. Ochranný obvod spolu s odporem R₁ (při měření ss napětí) nebo R₄ (při měření odporu), případně R₂₅ (při měření střídavých napětí) zaručuje díky své voltampérové charakteristiky, že se napětí na neinvertujícím vstupu zesilovače OZ₁ omezí přibližně na ± 6 V a nikdy nedosáhne velikosti, která by mohla vést k zničení OZ₁. Ačkoli se např. podle údajů v [7] zdá, že s ochranou vstupu zesilovače nemohou být žádné problémy, není tato záležitost zdaleka jednoduchá. V citované literatuře jsou doporučeny dva způsoby ochrany. Jeden spočívá v tom, že se vstupní napětí omezí na velikost, odpovídající napětí na křemíkové diodě půlované v průstném směru. Při použití dvou diod v anti-

paralelním zapojení se tedy jakékoli vstupní napětí omezí asi na $\pm 0,6$ V. Tento způsob nám nevyhovuje, neboť počítáme se signálovým napětím až ± 1 V (v praxi lze uvedenou ochranu doporučit pro signály menší než $\pm 0,4$ V).

Druhý způsob předpokládá použití Zenerových diod, zapojené proti sobě v sérii. Logicky by se toto zapojení mělo nazývat antisériové. Hlavní nevýhodou tohoto způsobu ochrany je příliš velký zpětný proud Zenerových diod v oblasti charakteristiky, ležící mezi nulou a jejich Zenerovým napětím. Tento proud bývá rádu jednotek až desítek mikroampér a podstatně zmenšuje vstupní odpor zesilovače. Způsob ochrany použitý v našem přístroji má přibližně o tři až čtyři rády menší. Vzhledem k dovolenému rozdílovému napětí je na místě, použijeme-li v ochraně tranzistory s co nejménším napětím U_{EB}, podle údajů v katalogu TESLA by to byly např. KF524 nebo KF167. Prakticky mi zkouškami jsme však ověřili, že i při použití tranzistorů KC507 pracuje ochrana spolehlivě – i když dopustí, aby se mezi vstupem OZ₁ objevilo v havarijní situaci napětí větší, než připouštějí katalogové údaje.

S ohledem na zaručované parametry dostupných odporů bude ochranný obvod při měření ss napětí pracovat se zárukou do 750 V, což je maximální napětí, které můžeme připojit na odpor řady TR 154. Dovolené výkonové namáhání bude sice mnohonásobně překročeno, ale katalog uvádí pouze maximální přípustné trvalé zatížení 2 W. Předpokládáme, že k přetížení měřicího přístroje dochází vždy omylem, který jeho obsluhovatel okamžitě zjistí a napraví. Proto



jsme předpokládali (a praktické zkušenosti z provozu měřidla nám tento předpoklad potvrdily), že odpor typu TR 154 na místě R_1 vyhoví. Jeho výkonové namáhání by sice bylo možné zmenšit zvětšením odporu, ale z dalších důvodů toto řešení není žádoucí. Kondenzátor C_3 , zapojený paralelně k ochranným tranzistorům, pracuje jako filtr proti poruchovým signálům. Protože je zapojen ve vstupním obvodu zesilovače OZ_1 , musí mít kvalitní dielektrikum s velkým izolačním odporem, aby případným svodem nezhoršoval vstupní odpor přístroje nebo přesnost měření. Kondenzátor C_4 ve zpětné vazbě zesilovače OZ_1 omezuje přenášené kmitočtové pásmo (zmenšuje rychlosť zesilovače) a tím přispívá ke stabilitě celého zapojení. Kondenzátory C_5 , C_6 a odpor R_{21} jsou prvky fázové korekce zesilovače, jsou voleny podle doporučení pro jednotkové zesílení (případ, který zde též nastává).

Abychom mohli popisovat zpětnovazební sítě zesilovače, povíme si nejdříve něco o způsobu volby rozsahu voltmetu. Přede vším jsme stanovili jmenovitou vstupní úroveň zesilovače. Nazýváme tak napětí, které bude na výstupu zesilovače OZ_1 vždy (tedy na jakémkoli rozsahu), bude-li ručka měřidla ukazovat plnou výchylku. Aby bylo možno použít měřidla různých typů a zároveň také křemíkové diody na ochranu měřidla, určili jsme, že jmenovitá vstupní úroveň bude 1 V. Dále jsme s ohledem na vlastnosti použitých součástek a na prakticky využitelné možnosti navrhli měříci rozsahy přístroje. Požadovali jsme, aby přístroj byl schopen měřit napětí (stejnosměrná i střídavá) v rozmezí od 1 mV do 500 V a odpory od 1 Ω do 10 M Ω . K dispozici bylo měřidlo, které mělo dvě lineární stupnice, jedna měla 30 dílků, druhá měla 100 dílků. Zvolili jsme tedy pro měření napětí takto odstupňované rozsahy (při plné výchylce ručky měřidla): 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1000 mV a dále 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V, 1000 V. Jak vidíme, je to celkem dvanáct rozsahů. Na první pohled je patrné, že první a sedmý, druhý a osmý rozsah atd. se liší vždy právě o tři řády – jejich poměr je vždy 1000. Na obr. 103 vidíme v vstupní svorky U odporový dělič 1000:1, ovládaný tlačítkovým přepínačem P_3 . Tímto tlačítkem tedy zvolíme, zda budeme měřit napětí v oboru milivoltů nebo voltů. Počet voltů (nebo milivoltů) na plnou výchylku určuje číslice u některého ze šesti tlačítek rozsahů – toho, které je stisknuto. Stisknutím tlačítka zapojíme do zpětnovazební sítě zesilovače OZ_1 některý z odporů R_{12} až R_{16} , případně žádný (nebo lépe nekonečný) odpor u tlačítka pro rozsah 1000. V sérii s každým odporem je ještě zapojen R_{17} , což je skutečnost, s níž musíme počítat při návrhu R_1 až R_{16} . Uvedeme si způsob výpočtu jednotlivých zpětnovazebních odporů, abychom poskytli možnost snadné adaptace přístroje pro jiné dělení rozsahů. Domníváme se však, že uvedený způsob navazování jednotlivých rozsahů je optimální, neboť umožňuje (s výjimkou prvního rozsahu) čistý údaj vždy za třetinou stupnice a vzájemný poměr sousedních rozsahů je téměř stejný. Zcela přesně dodržíme vzájemný poměr (při dvou rozsazích na jednu dekádu), zvolíme-li jeho velikost $\sqrt{10} \approx 3,162$. Tento poměr se užíval např. u elektronkových voltohměrů BM 289. Zde se nabízí možnost ofotografováním získat kvalitní stupnice (nepoužitelnou odporovou stupnicí je možno odstranit). Tuto stupnici je však možné použít pouze u starších měřidel typu DHR 120.

Ted k výpočtu zpětnovazebních odporů. Jak je známo z literatury, zesílení operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení je rovno

$$A = \frac{R_2}{R_1} + 1, \text{ čili } R_1 = \frac{R_2}{A - 1}.$$

Známe-li jmenovitou úroveň na výstupu (tedy vlastně U_2) a jednotlivé rozsahy přístroje (tedy všechna U_1) můžeme si vypočítat, jak velké zesílení $A = \frac{U_2}{U_1}$ musí mít zesílovač OZ_1 na jednotlivých rozsazích.

$$A_3 = \frac{1000}{3} = 333,3,$$

$$A_{10} = \frac{1000}{10} = 100,$$

$$A_{30} = \frac{1000}{30} = 33,3,$$

$$A_{100} = \frac{10000}{100} = 100,$$

$$A_{300} = \frac{10000}{300} = 33,3,$$

$$A_{1000} = \frac{10000}{1000} = 10.$$

Dosazením do vztahu pro R_1 dostaneme pro rozsah 3 mV

$$R_{12} = \frac{10000}{333,3 - 1} = 30,09 \Omega.$$

Od získaného údaje odečteme odpor R_{17} , $30,09 - 10 = 20,09 \Omega$;

tím jsme obdrželi R_{12} . Obdobným způsobem získáme všechny další zpětnovazební odpory pro jednotlivé rozsahy. Je pravda, že zesílení poněkud ovlivňuje R_{11} , který je v sérii s částí P_1 vlastně připojen paralelně k R_{17} . Tento vliv je však velmi malý (menší než 0,1 %), takže je nepostrehnutelný a vlastně „překrytý“ nepřesnostmi odporů, které jsou v tolerancích pod 1 % dosti vzácné.

Ještě jsme se nezmiňovali o funkci obvodu, který se skládá z odporů R_{11} , R_{17} a P_1 . Jak již jistě čtenáři usoudili, je to obvod ke kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie OZ_1 , sloužící k seřízení nuly měřicího přístroje. Při stlačení tlačítka rozsahu 1000 je tento obvod odpojen. To však vůbec nevadí, neboť vstupní napěťová nesymetrie jedná až dva milivoltu, která se na výstup přenese s jednotkovým zesílením, nezpůsobí na tomto rozsahu postrehnutelnou výchylku ručky měřidla.

Odpor R_{18} zmenšuje nepríznivý vliv vstupních proudů zesilovače OZ_1 na správnost údajů při přepínání rozsahů (zmenšuje poměr úbytků napětí, vznikajících průtokem vstupního proudu invertujícího vstupu OZ_1 přes odpory do tohoto vstupu zařazené některým z rozsahových tlačítek).

Měřidlo je připojeno k výstupu zesilovače OZ_1 v kombinaci s přepínačem polarity a ochrannými obvody. Ukažeme si opět způsob návrhu tohoto obvodu, aby jej kdo koli mohl aplikovat na měřidlo, které má právě k dispozici. V zásadě lze použít libovolné měřidlo s citlivostí do 1 mA. Návrh začneme stanovením parametrů měřidla – citlivosti a vnitřním odporem. V našem případě jsou ochranné obvody navrženy pro měřidlo, jehož ručka dosáhne plné výchylky při proudu 150 μ A, vnitřní odpor měřidla je přibližně 850 Ω . Při návrhu jsme vyšli ze zjištění, že použité diody propouštějí proud kolem 1 μ A již při napětí asi 0,5 V. Stanovili jsme tedy, že v běžném pracovním režimu bude při plné výchylce ručky měřidla na diodách asi 0,4 V. Zbytek do 1 V bude na odporu R_{20} , který můžeme vypočítat ze vztahu

$$R_{20} = \frac{0,6}{150 \cdot 10^{-6}} = 4 \text{ k}\Omega; \text{ zvolíme } R_{20} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

Napětí 0,4 V se rozdělí mezi měřidlo a trimr $R_{36}(P_4)$. Ubytek na měřidle bude

$$U_M = 850 \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 0,13 \text{ V},$$

zbytek bude na odporu trimru, který bude asi

$$R_{P_4} = \frac{0,4 - 0,13}{150 \cdot 10^{-6}} = 1,8 \text{ k}\Omega; \text{ zvolíme trimr } R_{36}(P_4) = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Bude-li zesílovač z jakýchkoli příčin buzen tak, že jeho výstup bude v kladné nebo záporné saturaci, poteče měřidlem proud, přesahující jmenovitý proud asi o 50 %, což měřidlo neohrozí.

Výstupní napětí zesilovače OZ_1 je přes odpor R_2 dále vedeno na zdířku, což značně rozšiřuje možnosti použití přístroje. Tato úprava dovoluje použít voltohměr k rozšíření rozsahu jiného přístroje nebo k tomu, aby měřená veličina mohla být zachycena na zapisovač (např. při sledování kolisání síťového napěti během dne, určení časové stabilitu referenčního zdroje atd.).

Vstupní dělič

O vstupním děliči jsme již mluvili v předchozí statí. Bylo řečeno, že jeho děliči poměr je 1000:1, což je jediné, co u něho musíme přesně dodržet, absolutní velikost odporu R_2 a R_3 není vůbec kritická. Z hlediska napěťové zatížitelnosti platí o R_2 totéž, což jsme si už dříve řekli o R_1 . Protože vstupní dělič slouží též k úpravě střídavých signálů větších než 1 V, musí být k zajištění přesnosti v dostatečném kmitočtovém rozmezí kompenzován. Kmitočtovou kompenzaci vstupního děliče zajišťují C_1 a C_2 . Na obr. 103 je přepínač P_1 vstupního děliče nakreslen v poloze, v níž se děli vstupní signál v poměru 1000:1 – proto bude přístroj měřit v šesti rozsazích (stejnosměrné nebo střídavé napěti ve voltech). Číslování tlačítek je zvoleno tak, že číslo určuje pořadí tlačítka na fotografii čelního panelu přístroje, počítáme-li je z levé strany.

Ze vstupního děliče postupuje signál na další přepínače, nejprve na kontakty tlačítka P_3 . Toto tlačítko signál bud propustí přímo dále (při měření stejnosměrných napěti – nakreslená poloha), nebo při stisknutí (tj. při měření střídavých napěti) zavede signál nejdříve k zpracování (usměrnění) do tzv. převodníku AC-DC. Tepře z jeho výstupu se zavádí upravený signál znova prostřednictvím P_2 , zpět a přes P_1 a P_2 do neinvertujícího vstupu zesilovače OZ_1 . Pro úplnost ještě dodáváme, že všechny tlačítkové přepínače funkci v rozsazích jsou nakresleny ve vybaveném (nestisknutém) poloze.

Obvod pro přeměnu střídavých napětí na stejnosměrná

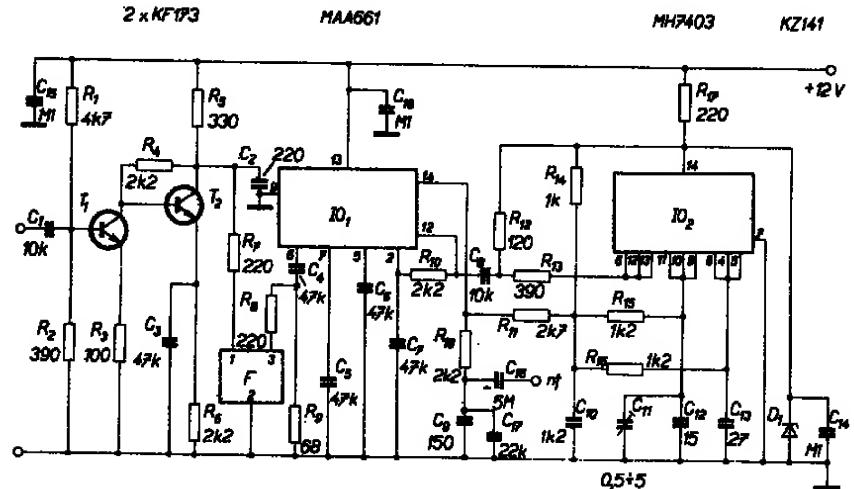
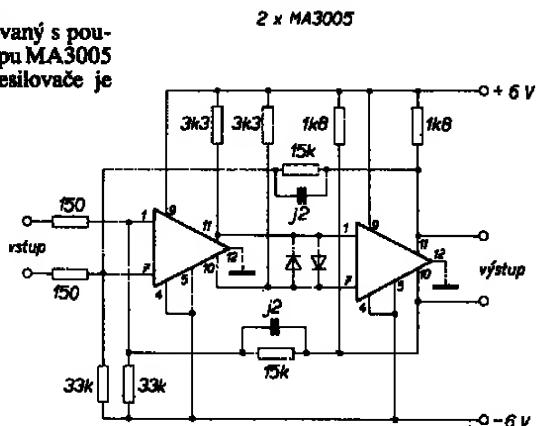
Obvody tohoto typu najdeme v literatuře pod různými názvy, které vždy nějak vystihují jejich vlastnosti. Říká se jim lineární usměrňovače, operační usměrňovače, převodníky AC-DC atd. Zdá se, že název lineární usměrňovače je v tomto případě nejpříležitější, neboť nejlépe vystihuje tu skutečnost, že operační zesilovače umožňují sestavit spolu s diodami usměrňovače, jejichž převodní charakteristika se téměř přesně shoduje s přímou. Zbylé nepřesnosti jsou i při jednoduchém zapojení nepatrné a pro běžné rozsahy zcela zanedbatelné. V našem případě jsme použili jednocestný lineární usměrňovač, protože k realizaci dvoucestných usměrňovačů je většinou třeba dvou kusů operačních zesilovačů.

Základní požadavek na lineární usměrňovač spočívá v tom, že na jeho výstupu musíme dostat (abychom na měřidle čelili správný údaj) stejnosměrné napětí stejně velké, jako je efektivní hodnota měřeného střídavého napěti. Protože se však využívá pouze jedné poloviny přivedeného signálu (a předřazený

lovače, který obsahuje dva obvody typu MA3000. Napěťový zisk lze nastavit změnou odporu R . Plný zisk (bez zpětné vazby) je přibližně 60 dB, při tomto zisku je kmitočtová charakteristika vyrovnaná od 20 Hz do 130 kHz. Při zmenšování zisku se rozšiřuje přenášené pásmo hlavně směrem k vyšším kmitočtům. Napěťový zisk je možné též řídit stejnosměrným napětím, přivedeným na vývod 2 prvního i druhého zesilovače. Napěťový zisk 40 dB má zapojení, je-li zpětnovazební odpor $R = 100 \text{ k}\Omega$. Zmenšíme-li odpor R až na 10 k Ω , bude zisk zesilovače 20 dB a kmitočtová charakteristika vyrovnaná v pásmu od 0,1 Hz do 6,5 MHz.

Podobný zesilovač, zkonstruovaný s použitím v integrovaných obvodů typu MA3005 je na obr. 107. Zisk tohoto zesilovače je

Obr. 107. Zapojení obrazového zesilovače



Obr. 108. Zapojení mf zesilovače FM s fázovým závěsem

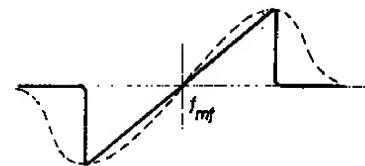
20 dB. Dynamické vlastnosti jsou vynikající, neboť zesilovač zpracuje se stejným ziskem signály od stejnosměrných až do kmitočtu 20 MHz. Doba zpoždění signálu při průchodu zesilovačem je 20 ns.

Mezifrekvenční zesilovač s fázovým závěsem (AFS)

Většina pokročilejších radicamatérů se již ve své praxi setkala s integrovaným obvodem MAA661. Tento obvod obsahuje jak hlavní části širokopásmový zesilovač se ziskem přes 60 dB (použitelný až do kmitočtu 60 MHz) a koincidenční detektor, vhodný jako demodulátor signálů FM. MAA661 je sice vyráběn speciálně pro použití ve zvukových obvodech televizních přijímačů, ale získal si rovněž velkou oblibu u konstruktérů amatérských zařízení pro příjem rozhlasu FM a VKV. O tom svědčí nakonec i velké množství zapojení z tohoto oboru, publikovaných v AR v posledních letech. Popularitu si získal hlavně proto, že se s jeho využitím podstatně zjednoduší obvody mezifrekvenčního zesilovače a především detektoru u přijímačů FM. Podstatnou měrou se na tom podílí právě koincidenční detektor, protože náročnost zhotovení cívek poměrového detektoru ve srovnání s jedinou cívkou fázovacího

článku koincidenčního detektoru je všeobecně známa. Konstrukce koincidenčního detektoru u obvodu MAA661 umožnila aplikovat na mf zesilovač techniku fázového závěsu, která si postupně dobývá pozice v mnoha odvětvích elektromiky.

Zapojení mezifrekvenčního zesilovače s fázovým závěsem je na obr. 108. Na vstupu je dvoustupňový tranzistorový zesilovač, který vyniká velmi dobrou stabilitou. Kondenzátor C_2 zmenšuje ziskení v oblasti nad 12 MHz. Odpor R a R_6 zajišťují optimální přizpůsobení monolitického filtru typu MU-



Obr. 109. Charakteristika koincidenčního detektoru s fázovacím článkem a fázovým závěsem

vodní charakteristiky napětí – kmitočet pomocného oscilátoru. Na obr. 109 jsou pro srovnání křivky, sejmoucí rozmitačem ze zapojení s fázovacím článkem (čárkované) a s fázovým závěsem (plně).

Protože oscilátory sestavené z logických členů NAND mají velmi špatnou stabilitu kmitočtu v závislosti na napájecím napětí, je třeba napájení obvodu MH7403 stabilizovat Zenerovou diodou D_1 (5 V). Kondenzátor dephasé C_{12} je třeba při příjmu stereofonických signálů odpojit, aby nebyl potlačen pilotní signál. Vzhledem k tomu, že vedle sebe pracují na stejném kmitočtu zesilovač s velkou citlivostí a generátor s velkou úrovní napětí, je nutné postarat se o důkladné odstínění obvodů tak, že celý zesilovač umístíme do krabičky z pociňovaného plechu, která je uvnitř rozdělena dvěma přepážkami na tři díly.

Nastavení mezifrekvenčního zesilovače spočívá pouze v nastavení napětí řízeného oscilátoru na 10,7 MHz: odpor R_{11} odpojíme od vývodu 14 obvodu MAA661 a přivedeme na něj stejnosměrné napětí 6,5 V (takové je přibližně klidové napětí na vývodu 14 u MAA661, napájeného napětím 12 V). Potom se snažíme trimrem C_{11} nastavit kmitočet napětím řízeného oscilátoru na 10,7 MHz (nejlépe čtačem). V případě potřeby upravíme kapacitu kondenzátoru C_{12} nebo C_{13} . Potom připájíme R_{11} zpět a rozmitačem nastavíme symetrický průběh křivky detektoru jemným dodádáním C_{14} . Destička s plošnými spoji mf zesilovače (L221) je na obr. 110 (za vývoj desky s plošnými spoji děkuji autori ing. V. Korinkovi), rozložení součástek je na obr. 111.

Seznam součástek

Odpory (TR 112, TR 151)

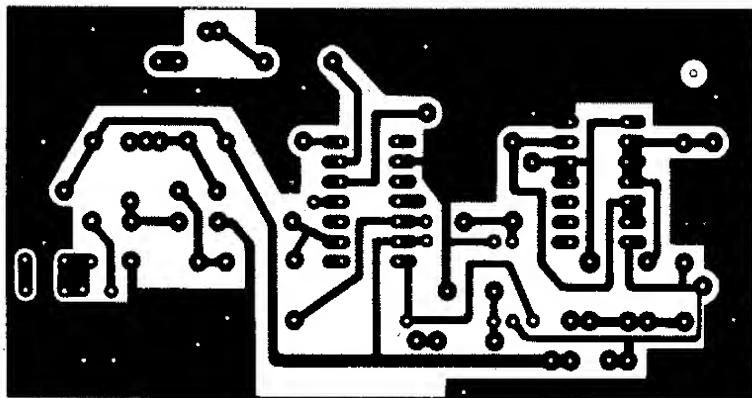
R_1	4,7 k Ω
R_2, R_{13}	390 Ω
R_3	100 Ω
R_4, R_5, R_{10}	
R_6	2,2 k Ω
R_7	330 Ω
R_8, R_9, R_{17}	220 Ω
R_{10}	68 Ω
R_{11}	2,7 k Ω
R_{12}	120 Ω
R_{14}	1 k Ω
R_{15}, R_{16}	1,2 k Ω

Kondenzátory

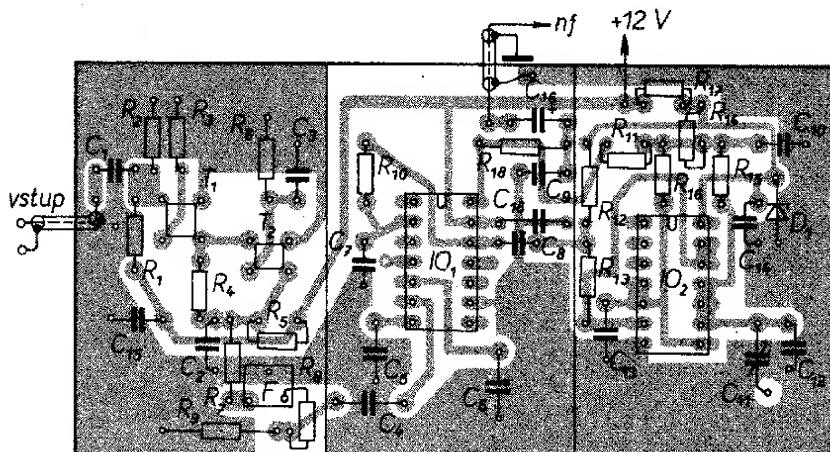
C_1, C_2	TK 783, 10 nF
C_3	220 pF, keramický
C_4, C_5, C_6	
C_7, C_8	47 nF, keramický
C_9	150 pF, keramický
C_{10}	1,2 nF, keramický
C_{11}	0,5 až 5 pF, dodávovací
C_{12}	15 pF, keramický
C_{13}	27 pF, keramický
C_{14}, C_{15}, C_{16}	TK 782, 0,1 μ F
C_{17}	TE 003, 5 μ F
C_{18}	22 nF, keramický TK 783

Polovodičové prvky

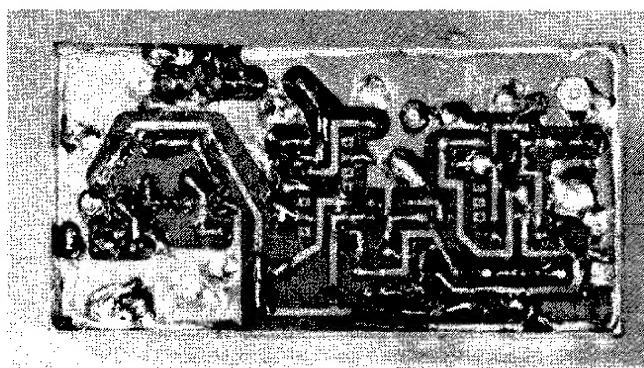
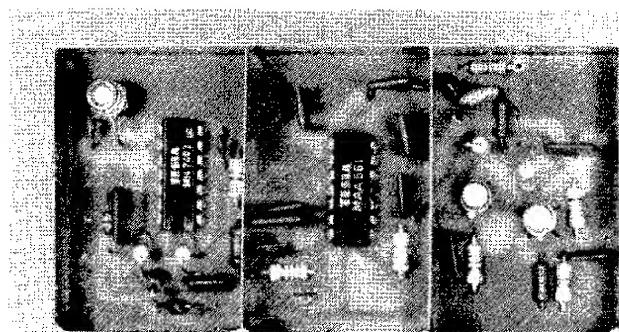
T_1, T_2	KF173
------------	-------



Obr. 110. Deska s plošnými spoji mf zesilovače L 221



Obr. 111. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji



IO₁ MAA661
IO₂ MH7403
D₁ KZ141

Ostatní součásti

filtr Murata SFE 10, 7MA
deska s plošnými spoji L221

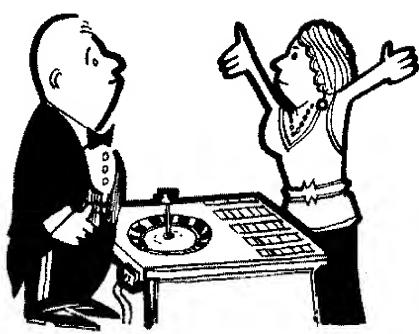
Literatura

Příklady použití integrovaného obvodu pro FM – mf zesilovače s detektorem a mf předzesilovačem MAA661. Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov 1975.

stroje, které umožňují nejen provozovat celou škálu her, napodobujících nejrůznější kolektivní sporty, ale dávají též možnost pořádat doma letecké, tankové nebo námořní bitvy, či závodit na automobilech nebo motocyklech. Posledně jmenované typy her jsou obvodově charakterizovány zejména použitím paměti, které reprodukují pozadí, dále pak dalšími obvody, které např. vypočítávají dopředu trajektorie pohybujících se prvků ve hře na základě údajů o jejich okamžité rychlosti a poloze (střelba na cíl v pohybu), přičemž berou v úvahu překážky (při závodech, bitvách atd.). Zcela samozřejmě patří k výbavě her zařízení pro automatické počítání skóre, jehož stav se zobrazuje přímo na obrazovce.

V poslední době se začínají objevovat elektronické hry, které nejsou vždy přímou analogií sportovního klání. Příkladem takového zařízení je tzv. elektronický šachový partner. Srdcem tohoto přístroje je mikroprocesor Fairchild F-8, provedením přístroj poněkud připomíná elektronickou kalkulačku. Tahy hráče-přístroje i člověka jsou zobrazovány na osmimístném displeji, složeném ze sedmsegmentových znaků. Na horní straně je umístěna malá kontrolní šachovnice s figurkami na zasouvání, kterou si obsluhuje hráč pro svoji potřebu. (Přístroj ji nepotřebuje, neboť jeho pamět nikdy neselže). Tahy hráč-člověk zadává na tlačítkovém poli s tlačítky 1 až 8 a A až H. Šachovnici se situací hry je možno průběžně zobrazovat na televizní obrazovce.

Firma Admiral naproti tomu nabízí zařízení, nazývané Videospond, které v něčem připomíná spíše elektronického osobního tajemníka, než zábavnou hru. Přístroj může například doporučit majiteli na základě zdravotního stavu (duševního i fyzického) vhod-



Hry na televizní obrazovce

V prvním letošním čísle modrého Amatérského radia (řada B) byl uveřejněn stavební návod na televizní hru. Konstrukce tohoto přístroje, který umožňuje hrát hru, podobnou tenisu, na obrazovce běžného televizoru, je kompromisem mezi kvalitou na straně jedné a pracností, složitostí a cenou na straně druhé. Kvalitou se zde rozumí možnosti, které přístroj uživateli dává, tedy množství herních variant a situací, stručně řečeno, pestrost hry. Dnes je již známo, že použití speciálních integrovaných obvodů (včetně mikroprocesorů) dovoluje konstruovat pří-

nou stravu a její množství. Kromě toho může zařízení provádět určité instruktáže a testy. Pro pobavení může přístroj kreslit tříbarevné obrázky a díky použitým pamětěm je nastřídat a potom podle zvoleného programu reprodukovat jako barevný film.

Není snad třeba zdůrazňovat, že tento druh elektronických her není zatím u nás možné amatérsky napodobit. Jak uvidíme dále, je však možné poněkud zdokonalit hru „televizní tenis“, publikovanou v AR 1/1977 řady B [1]. Protože však jako vždy s dokonalostí rostou současně složitost, cena, pracnost a jiné činitele, musíme si dobre rozvážit, jaké zlepšení je opravdu užitečné (a efektivní), a co je jen zbytečně drahý přepych, nepřinášející adekvátní efekt. Upravíme-li např. zapojení publikovaného televizního tenisu tak, že signály všech obrazců na obrazovce (hráče, čáry) odvodíme od jediného krystalového oscilátoru, spotřebujeme při jeho realizaci několik desítek integrovaných obvodů. Přitom výsledný efekt bude mizivý, protože kromě toho, že se zobrazení prvků na obrazovce poněkud zlepší, na herních variantách (a tedy na zajímavostech hry) se nic nezmění.

Na výstavě Dny nové techniky Výzkumného ústavu pro sdělovací techniku v Praze si

mohli návštěvníci prohlédnout televizní hru, která přesto, že nabízela uživateli jen skromné možnosti, obsahovala přibližně 80 integrovaných obvodů. Z toho je možné učinit si představu o ceně tohoto přístroje, která jistě několikanásobně převyší cenu běžného televizního přijímače. Za této okolnosti lze ovšem těžko očekávat z řad širokého okruhu spotřebitelů zájem o nákup takového zařízení, které je přitom vlastně pouhým doplňkem k televiznímu přijímači.

Problém realizace podstatně dokonalejší televizní hry na základě součástkové základny, složené prakticky jen z integrovaných obvodů TTL, je stejně bezvýhodný, jako snaha postavit z téhoto obvodů elektronickou kalkulačku pro vědecké výpočty. Výsledkem konstrukce je vždy pak složité monstrum, jehož cena stojí vysoko nad jeho možnostmi. Klíč k řešení tohoto problému leží jen v použití integrovaných obvodů velkého stupně složitosti.

Na základě zkušeností s provozem televizní hry, publikované v [1], jsme navrhli a vyzkoušeli řadu úprav této hry, jejichž souhrn teď chceme čtenářům představit. Přitom ponecháváme zcela na úvaze čtenáře, kterou z uvedených úprav zhodnotí jako užitečnou a pro něho přijatelnou, neboť jednotlivé změny a doplňky je možno uplatňovat odděleně. Realizaci dálé uváděných obvodů lze získat tyto změny a doplňky:

1. Ohraničení hracího pole, vytvoření sítě.
2. Změna způsobu podání a ovládání pohybu míče.
3. Změna způsobu ovládání pohybu hráčů (raket).
4. Úprava zapojení generátorů synchronizačních impulsů.
5. Automatické čítání a digitální zobrazení stavu hry na obrazovce.
6. Zobrazení stavu hry počtem čárek.

Protože oba autoři postupovali při realizaci úprav a doplňků televizní hry částečně samostatně, vznikly vlastně dvě modifikace zapojení, které mají některé znaky podobné nebo společné. První varianta se velmi podobá přístroji, publikovanému v [1]; jednotlivé dílčí obvody zůstaly na zvláštních destičkách s konektory a doznaly jen malých změn. Nejobsažnější změnou je doplnění přístroje o automatické digitální zobrazení skóre na obrazovce televizoru. Tento doplněk je umístěn zvlášť a propojen se základním přístrojem několikažilovým vodičem. Při konstrukci obvodů zobrazení skóre tohoto provedení byl jako prvořadý brán požadavek, aby tento doplněk byl co nejlevnější. Realizovat doplněk jistě zajemcům usnadní i to, že jeho obvody byly navrženy na deskách s plošnými spoji.

Ve druhé variantě je uplatněno větší množství změn, a proto byly tyto obvody realizovány na univerzální zkušební desce s plošnými spoji, neboť návrh všech obvodů na jedinou desku se vymyká možnostem autorů. Na základě zkušeností ze stavby je však možno konstatovat, že i tato cesta je dobré schůdná, i když o něco pracnější, neboť je třeba použít značné množství drátových spojek různé délky.

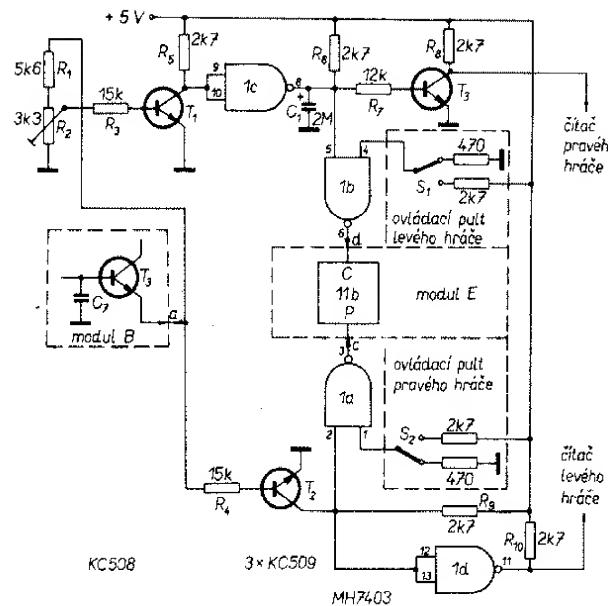
Při výkladu činnosti obou variant upravené televizní hry se předpokládá, že čtenáři jsou seznámeni s podstatou činnosti televizní hry, publikované v [1].

MODIFIKOVANÉ ZAPOJENÍ TELEVIZNÍ HRY – VARIANTA I

Digitální vyhodnocení stavu zápasu

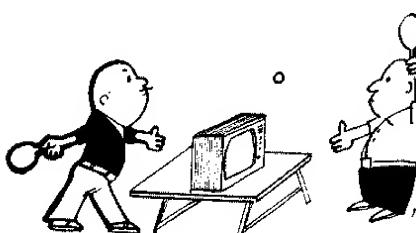
V každé hře podobného druhu jako je například tenis, je nutné během zápasu průběžně zaznamenávat skóre. Podobně

Obr. 112. Automatické vyhodnocení chyběného zásahu



tomu bude i u televizní hry. Způsobu, jak realizovat zápis stavu zápasu, je pochopitelně mnoho. Od způsobu nejprimitivnějšího, kdy si budeme sami zaznamenávat stav zápasu na kousek papíru, až po způsobu složitější, které umožní automatické zaznamenávání. Posledně jmenovaný způsob je sice nejlepší, ale také nejdražší.

Před základní úvahou, jak realizovat čítače skóre, je nutno uvážit, jakou výstupní informaci z televizní hry zvolíme za základ pro čítání. Nejjednodušším způsobem je vyhodnocovat počet podání v průběhu zápasu. Budeme-li vždy dodržovat zásadu, že na podání bude ten hráč, který nezasáhl letící míč, potom následující podání tohoto hráče znamená kladný bod pro soupeře. To znamená, že pomocí dalších kontaktů spinacího tlačítka „podání“ můžeme přivést vhodný impuls na vstup čítače skóre. Nesmíme však zapomnout, že při zahájení zápasu hráč, který zahájí hru, připočítá tímto způsobem svému soupeři kladný bod, který mu nenáleží (hráč, který svým podáním zahájí hru, nečiní tak proto, že by při hře udělal chybu, ale proto, že některý z hráčů musí hru zahájit). Z tohoto důvodu musíme vhodnou předvolbou čítače vyloučit tuto chybu, anebo jednoduše na konci zápasu hráči, který hru nezahájoval, odečteme jeden bod. Výhodou tohoto způsobu vyhodnocení je velmi snadná realizovatelnost bez zásahů do stávajícího provedení televizní hry. Další výhodou je též vyhodnocení chyběného podání. Podstatnou nevýhodou uvedeného způsobu vyhodnocení je ta skutečnost, že po chyběm zahrání jednoho z hráčů je nutno čekat na změnu skóre až do chvíle, kdy protihráč zahráje podání. Je pochopitelné, že nejefektivnější bude, když se skóre bude měnit automaticky okamžitě po chybě jednoho z hráčů. Taktéž realizované vyhodnocení chyběného bodu bude na rozdíl od předešlého vyžadovat již určité zásahy do původního provedení televizní hry. Nejjednodušším způsobem, jak automaticky určit chyběný bod, je vytvořit určité „hranice“ poblíž levého a pravého okraje obrazovky (pochopitelně mimo dosah pohybu „televizních hráčů“) a vyhodnocovat dotyk míče s těmito hranicemi.



Jeden ze způsobů, jak vytvořit potřebné hranice, je analogický realizaci sítě na obrazovce televizoru. To znamená, že se dvěma obrazovými generátory vytvoří vlevo a vpravo svislé vodorovné pruhy a podobným způsobem, jak jsme vyhodnocovali dotyk míče s raketou, můžeme i v tomto případě vyhodnotit dotyk míče s levým a pravým svislým pruhem. Tento způsob je vysvětlován podrobněji na jiném místě.

Nabízí se též velmi jednoduchý způsob, který spočívá ve vyhodnocení napětí na kondenzátoru C_7 v obrazovém generátoru míče (obr. 63 v AR 1/1977 – i další odvolávky na obrázky se týkají obrázků v [1]). Jak bylo uvedeno v [1], právě na velikosti tohoto napětí bude závislá vodorovná složka pohybu míče. Tato složka pohybu míče je totiž ovládána stavem bistabilního klopného obvodu BO (11b na obr. 64), na jehož výstupu Q je zapojen integrátor I_1 . Integrátor I_1 (obr. 57) je tvořen kondenzátorem C_7 (obr. 63), potenciometrem R_{16} a odporem R_{69} (obr. 68). Má-li obvod 11b na svém výstupu Q úroveň log. 1, bude se kondenzátor C_7 nabít přes odpory R_{16} a R_{69} směrem k úrovni log. 1 a míč se bude pohybovat zprava doleva. Bude-li naproti tomu výstup Q obvodu 11b na úrovni log. 0, potom se bude C_7 vybíjet přes odpory R_{16} a R_{69} , napětí na emitoru T_3 se bude spojitě zmenšovat a míč se bude pohybovat zleva doprava. Není-li ovládáci napětí omezeno tranzistory T_7 a T_8 (obr. 63), integrátor I_1 se dostane do nasyceného stavu (pokud ovšem jeden z hráčů nezasáhne letící míč). To znamená, že na kondenzátoru C_7 bude napětí, jehož velikost v tomto případě bude určena úrovni log. 1, popřípadě úrovni log. 0. Úkolem bude nyní tyto dva krajní stav vyhodnocovat.

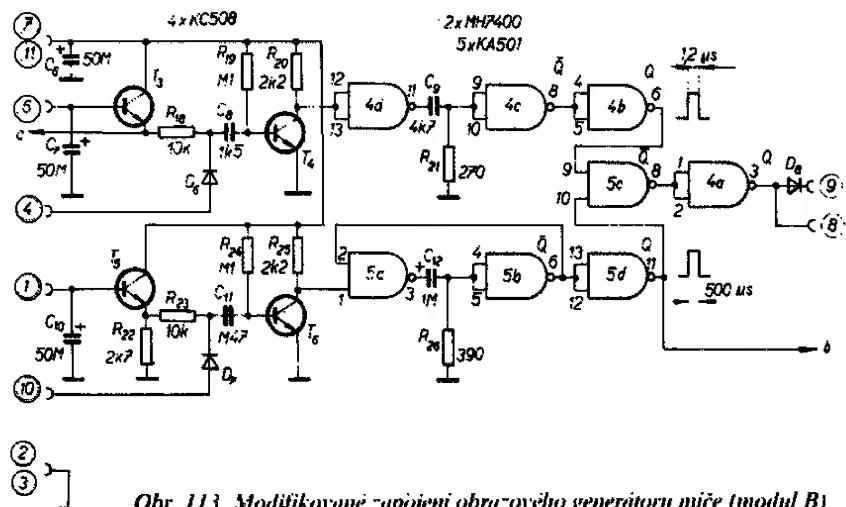
Na obr. 112 je schéma zapojení, které tento požadavek splňuje velmi jednoduchým způsobem. Aby nebyl ovlivněn časový průběh napětí na kondenzátoru C_7 , je napětí k vyhodnocení odebráno až z emitoru tranzistoru T_3 (obr. 63). Toto napětí je přivedeno jednak přes proměnný odporný dělič R_1 , R_2 na bázi tranzistoru T_1 , jednak přes odpor R_4 na bázi tranzistoru T_2 . Je-li ovládáci napětí nulové (míč je vpravo), bude tranzistor T_1 v nevodivém stavu a na jeho kolektoru bude napětí úrovni log. 1. Na výstupu hradla 1c bude potom napětí úrovni log. 0 a na kolektoru tranzistoru T_4 bude napětí úrovni log. 1. Bude-li se nyní ovládáci napětí zvětšovat, potom při jeho určité úrovni (nastavitelné trimrem R_2) přejde tranzistor T_1 do

vodivého stavu. To znamená, že nyní bude na jeho kolektoru napětí úrovně log. 0, na výstupu hradla *1c* bude log. 1 a konečně napětí na kolektoru *T₃* přejde z úrovně log. 1 na log. 0. Vzhledem k tomu, že se předpokládá využití jako vlastních čítačů skóre integrovaných obvodů MH7490, je možné připojit vstup tohoto obvodu přímo na kolektor *T₃* (obvod MH7490 je ovládán sestupnou hranou impulsu). To znamená, že chybný zásah levého hráče je vyhodnocen průchodem míče hranicí, ježíž poloha je určena nastavením trimru *R₂*. Jak bývá zvykem, chybný bod jednoho hráče se hodnotí jako kladný bod druhého hráče, tj. výstup z kolektoru tranzistoru *T₃* bude připojen na čítač skóre pravého hráče.

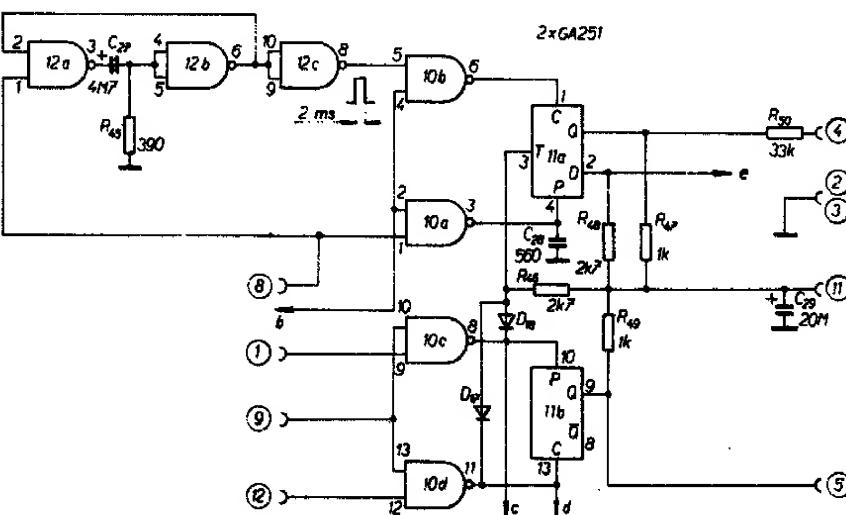
Pokud má ovládaci napětí úrovně log. 1 (míč je vlevo), bude tranzistor *T₃* ve vodivém stavu a na jeho kolektoru bude log. 0. Na výstupu hradla *1d* bude potom napětí úrovně log. 1. Začne-li se nyní ovládaci napětí zmenšovat (míč se bude pohybovat zleva doprava), potom při napětí $U_{B2} < 0.5$ V (na bázi tranzistoru *T₃*) přejde *T₃* z vodivého do nevodivého stavu. Na jeho kolektoru bude tedy nyní napětí úrovně log. 1 a výstupní napětí hradla *1d* přejde z log. 1 na log. 0. To znamená, že chybný zásah pravého hráče je vyhodnocen polohou míče při ovládacím napětí 0.5 V. Výstup z hradla *1d* je možné již tedy připojit na výstup čítače skóre levého hráče. Na rozdíl od předcházejícího případu není v zapojení prvek, kterým bychom mohli nastavit polohu pravé hranice. Jak se totiž ukázalo, ve většině případů takto realizovaná hranice vyhoví. Pokud by však přece jen byla pravá hranice příliš vlevo (zmenšovala by se tím hrací plocha „televizního hřiště“), lze ji nepatrným zvětšením kapacity kondenzátoru *C₆* (obr. 63, AR B1/77) posunout směrem doprava.

Při popisu funkce obvodu, který vyhodnocuje vlastní polohu míče v těsné blízkosti levého nebo pravého okraje obrazovky, jsme zatím předpokládali, že i když míč nebude ve viditelném poli obrazovky, bude stále na výstupu obrazového generátoru míče jeho obrazový signál. To nám totiž zaručuje, že míč se bude stále střídavě odrážet od vrchního i spodního okraje obrazovky a hráči mohou svým podáním zahájit hru. Z principiálních důvodů se však v blízkosti levého okraje obrazovky začne zmenšovat svislá složka obrazu míče (obraz míče je vytvořen průnikem svislé a vodorovné složky), až se stane nulovou. To znamená, že bude též nulový signál i na výstupu obrazového generátoru míče. Z tohoto důvodu nelze tedy použít úplného obrazového signálu míče k odrazu od vrchního a spodního okraje obrazovky. Můžeme ale použít jeho vodorovnou složku, ježíž amplituda je nezávislá na tom, zda míč je vpravo nebo vlevo. Za tímto účelem je v výstupu hradla *5d* (obr. 113) modifikovaného zapojení obrazového generátoru míče přiveden signál na vstupy hradel *10b*, *10a* (obr. 114) modifikovaného zapojení modulu, ovládajícího pohyb míče (modul E).

Jak jsme si již řekli, vyhodnocuje se jako chybný zásah poloha míče těsně u pravého nebo levého okraje obrazovky, případně vpravo nebo vlevo mimo viditelnou část plochy obrazovky. V tomto případě lze ovšem tedy velmi těžko použít původní způsob „podání“. Velmi jednoduše bychom mohli podání realizovat přivedením úrovně log. 0 na vstup nulování (clear) nebo nastavování (preset) obvodu *11b* (obr. 64) při podání levého, popř. pravého hráče. Princip je tedy v zásadě velmi jednoduchý, ale při vlastním podání je nutno dodržet dvě zásady:



Obr. 113. Modifikované zapojení obrazového generátoru míče (modul B)



Obr. 114. Modifikované zapojení obvodu ovládajícího pohyb míče (modul E)

- podání lze zahrát jen tehdy, došlo-li k chybnému zásahu jednoho z hráčů;
- podání může zahrát pouze ten hráč, který udělal při hře chybu.

Dodržení uvedených zásad nám zajistí hradla *1a*, *1b* (obr. 112). Abychom například mohli na vstup nulování C obvodu *11b* přivést úrovně log. 0, je nutné, aby na vstupech 4, 5 hradla *1b* byla současně úrovně log. 1. Jak již bylo uvedeno při popisu funkce obvodu, který vyhodnocuje chybný zásah levého hráče, bude na výstupu hradla *1c* (na který je připojen jeden ze vstupů hradla *1b*) úrovně log. 1 pouze v tom případě, že míč bude v těsné blízkosti levého okraje obrazovky, tj. po chybném zásahu levého hráče. Sepnutím spínače *S₁* můžeme nyní přivést na druhý vstup hradla *1b* úrovně log. 1 a zahájit tak hru podáním levého hráče. Podobně tomu tak bude i v případě pravého hráče. Na vstup nastavení P obvodu *11b* je možné přivést úrovně log. 0 pouze v tom případě, že na vstupech hradla *1a* bude současně úrovně log. 1. Na vstupu 2 hradla *1b* bude úrovně log. 1 pouze v tom případě, bude-li tranzistor *T₂* v nevodivém stavu – to bude pouze v tom případě, bude-li ovládaci napětí menší než 0.5 V, tj. pouze tehdy, bude-li se míč pohybovat těsně u pravého okraje obrazovky po chybném zásahu pravého hráče. Sepnutím spínače *S₁* může pravý hráč přivést na druhý vstup hradla úrovně log. 1 a zahájit tak hru svým podáním. Na první pohled je patrné, že takto realizovaný způsob podání zajišťuje bez zbytku vše požadované dvě zásady.

Proti původnímu způsobu zahájení hry má tento způsob jednu nevýhodu (pro mnoho hráčů možná velkou výhodu) – a sice tu,

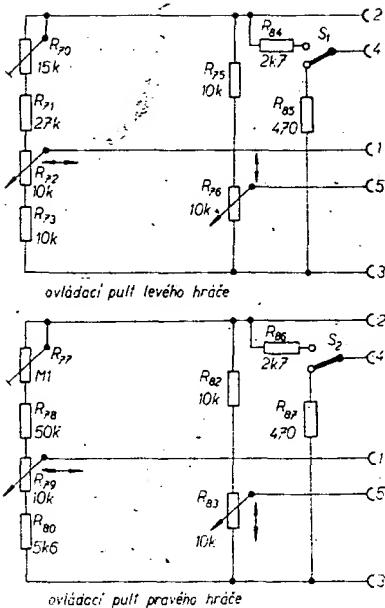
že žádné podání nelze zkazit. Vyhodnocení chybného zásahu a chyběného podání by značně zkomplikovalo zapojení vyhodnocovacích obvodů.

Jak je vidět z obr. 112, je zapojení, které umožňuje realizovat modifikovaný způsob podání, velmi jednoduché. Obsahuje pouze jeden integrovaný obvod MH7403 a tři tranzistory KC509. Použití obvodu MH7403 (čtvrtice hradel s otevřeným kolektorem) umožňuje přímé propojení na vstupy nulování a nastavení obvodu MH7474.

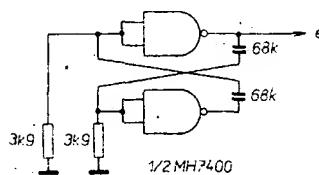
Je pochopitelné, že se změnou způsobu podání je nutné i částečně upravit zapojení ovládacích pultů levého a pravého hráče. Úprava, jak je vidět z obr. 115, spočívá pouze v odlišném zapojení tlačítka podání. Vlastní úprava je velmi jednoduchá, ale přináší jeden problém. V původním zapojení bylo podání realizováno uvnitř ovládacích pultů. To znamená, že jsme nepotřebovali k tomuto účelu zvláštní vodič z ovládacího pultu do vlastního přístroje.

V modifikovaném způsobu podání je však tento vodič nevyhnutelný. Máme nyní tedy možnost použít buď konektor s větším počtem kolíků než v původním zapojení (pochopitelně i vícepramenný propojovací kabel mezi ovládacím pultem a vlastním přístrojem), nebo vyněchat některou z funkcí ovládacího pultu a vysetřit tak jeden potřebný vodič. Zkušenost ukázala, že většina hráčů používá spínač „předvolbu“ čistě náhodně a nikoli promyšleně. To byl také důvod, proč původní způsob předvolby toho, zda se míč po odrazu bude pohybovat směrem nahoru nebo dolů, byl upraven na předvolbu automatickou.

Jak víme, předvolba spočívá v tom, že na vstup D obvodu *11a* byla přivedena úrovně



Obr. 115. Upravené zapojení ovládacích pultů



Obr. 116. Automatická předvolba

log. 1 nebo log. 0: Původní zapojení můžeme upravit tak, že na vstup D přivádime napětí z astabilního multivibrátoru (obr. 116). Předvolba je tak čistě náhodná, neboť kmitočet multivibrátoru je zcela nezávislý na pohybu míče a tedy i na okamžiku dotyku míče s raketou levého nebo pravého hráče. Záříven je předvolba automatická a je realizována uvnitř vlastního přístroje. To znamená, že na kolík 4 (obr. 115) můžeme připojit vodič ke spínači podání.

Zde je nutné ještě upozornit na to, že uvedené změny poskytují ještě další variantu původní hry. Zajistíme-li totiž nějakým pomocným spínačem, aby na vstupu 4 hradla 1b (obr. 112) a na vstupu 1 hradla 1a byla stále úroveň log. 1, bude podání zcela automatické; míč bude zahrán jako podání vždy, dosáhne-li levé nebo pravé krajní polohy. Výsledný efekt bude tedy takový, jako by se míč odrazil nejen od vrchního a spodního okraje obrazovky, ale též od levého a pravého. To znamená, že obdržíme hru, která svým způsobem bude připomínat hokej (odrazy od mantinelu).

Podobným způsobem můžeme napodobit hru, která se nazývá smash. Pomocným spínačem zajistíme, aby např. na vstupu 4 hradla 1b byla stále úroveň log. 1. To znamená, že na levé straně bude podání automatické, a to vždy, dosáhne-li míč levé krajní polohy. Pravý hráč může tak hrát sám, neboť míč se bude odražet nejen od vrchního a spodního, ale též od levého kraje obrazovky. Hra bude nyní připomínat hru na stěnu. Pochopitelně můžeme přivést úroveň log. 1 na vstup 1 hradla 1a. Obdržíme v tomto případě odraz od pravého okraje obrazovky. Ve většině případů lze vynechat pomocný spínač, stačí pouze nezapojit jeden z hracích pultů. Nezapojený vstup hradla 1a nebo 1b se totiž sám nastaví do úrovne log. 1 a hra může probíhat výše naznačeným způsobem.

Je tedy vidět, že jsme velmi jednoduše způsobem získali vyhodnocení chybného zásahu a navíc dvě nové varianty původní

televizní hry. Náklady na popisované úpravy jsou minimální. Jedná se vlastně pouze o inverterový obvod MH7403, neboť tranzistoru získáme použitím původních tranzistorů T_1 , T_2 (obr. 63) a T_{13} , T_{14} (obr. 64). Zapojení vyhodnocovacího obvodu je tak jednoduché a nenáročné na provedení (jde pouze o stejnosměrné napětí), že obvod byl realizován na univerzální desce s plošnými spoji.

Generátor číslicových znaků

Pod názvem generátor číslicových znaků budeme dále rozumět přístroj, který umožňuje zobrazit na obrazovce televizního přijímače číslice od 0 do 9, a to vždy pouze jednu z těchto číslic. Systém, které tento požadavek splňuje, je pochopitelně celá řada. Zde je možno si připomenout, že se na výstupech počítačů používají též podobné televizní displeje, které jsou velmi dokonalé a umožňují zobrazit nejen číslicové znaky, ale i písmena (tzv. alfanumerický displej). Tato konstruované displeje jsou poměrně velmi složité a jejich realizace v televizní hře by byla zbytečně drahá a pracná. To byl také důvod, proč bylo navrženo a realizováno jednoduché řešení generátoru číslicových znaků, pracující na poněkud odlišném principu, než obvyklé televizní displeje.

Funkce dále popisovaného generátoru číslicových znaků je velmi názorná a vychází ze stejných principů jako obrazové generátory maket míče a raket v televizním tenisu. Můžeme si představit, že jsme nějakým způsobem vytvořili rastr složený z malých čtverečků (obr. 117). Jak je vidět z uvedené-

né a výhodné při konstrukci daného čísla předpokládat, že v základním stavu jsou všechny čtverečky rozsvíceny, tj. vytvázejí číslici 8, a zhasnutím některých z nich obdržíme žádanou číslici. Dále jsou uvedeny čtverečky, které musí být zhasnuti při jednotlivých číslicích:

- 0 C_{32}
- 1 $C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{31}, C_{32}, C_{41}, C_{51}, C_{52}$
- 2 C_{21}, C_{43}
- 3 C_{21}, C_{41}
- 4 $C_{12}, C_{41}, C_{51}, C_{52}$
- 5 C_{23}, C_{41}
- 6 C_{23}
- 7 $C_{21}, C_{31}, C_{32}, C_{41}, C_{51}, C_{52}$
- 8 -
- 9 C_{41}

Jak je tedy z výše uvedeného vysvětlení funkce generátoru patrné, budeme potřebovat k zobrazení číslice:

- a) obrazový generátor rastru,
- b) paměť, ve které je uložena informace, které ze čtverečků mají být zhasnuti při požadované číslici.

Při realizaci obrazového generátoru rastru budeme vycházet ze stejných principů, který byl použit v obrazových generátořích maket hráčů a raket. Jak bylo uvedeno v [1], k zobrazení bílého čtverečku na televizní obrazovce potřebujeme obrazové generátory bílého svislého a vodorovného pruhu. Průnikem těchto pruhů obdržíme žádaný čtvereček. To znamená, že v případě obrazového generátoru rastru budeme potřebovat generátory tří svislých pruhů a pěti vodorovných pruhů.

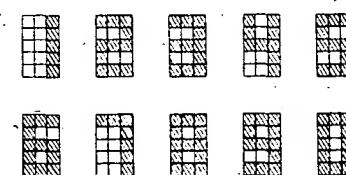
Zapojení generátorů prvého svislého a prvého vodorovného pruhu můžeme převzít z televizní hry. Obrazový generátor svislého i vodorovného pruhu se skládá ze zpoždovacího obvodu, který určuje polohu pruhu na obrazovce; a monostabilního klopného obvodu, který určuje šířku pruhu. Monostabilní klopné obvody, použité v obrazových generátořích maket míče a raket, jsou spouštěny sestupnou hranou vstupního impulsu a jejich výstupní impulsy jsou kladné. Je proto možné zapojit řadu těchto monostabilních obvodů tak, aby vždy výstupní impuls jednoho obvodu spouštěl další obvod. Obdržíme tak sérii po sobě následujících impulsů. Takováto séria impulsů představuje vlastné obrazové generátory po sobě následujících pruhů.

Na obr. 119 je skutečné zapojení obrazového generátoru svislých pruhů. Zpoždovací obvod je složen ze součástek R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , C_2 , D_1 a T_1 . Zpoždovací obvod umožňuje umístit generované pruhy do zvolené vzdálenosti od levého okraje obrazovky. Posuv ve vodorovném směru je závislý na nastavení trimru R_1 . Za zpoždovacím obvodem následuje první monostabilní obvod, složený z invertoru I_1 , I_2 , I_3 (MH7404), kondenzátoru C_3 a odporu R_5 . Z výstupu invertoru I_3 můžeme již odebírat obrazový signál prvého svislého pruhu S_1 a zároveň tímto signálem bude spouštěn druhý monostabilní obvod (I_4 , I_5 , I_6 , C_4 a R_6). Na výstupu I_6 bude nyní obrazový signál S_2 druhého svislého pruhu. Podobně jako v předešlém případě je vstupní signál S_2

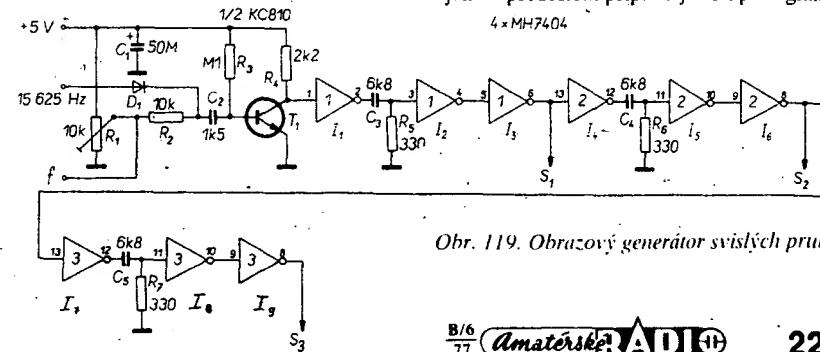
s_k	S_1	S_2	S_3
V_1	C_{11}	C_{12}	C_{13}
V_2	C_{21}	-	C_{23}
V_3	C_{31}	C_{32}	C_{33}
V_4	C_{41}	-	C_{43}
V_5	C_{51}	C_{52}	C_{53}

Obr. 117. Číslicový rastr

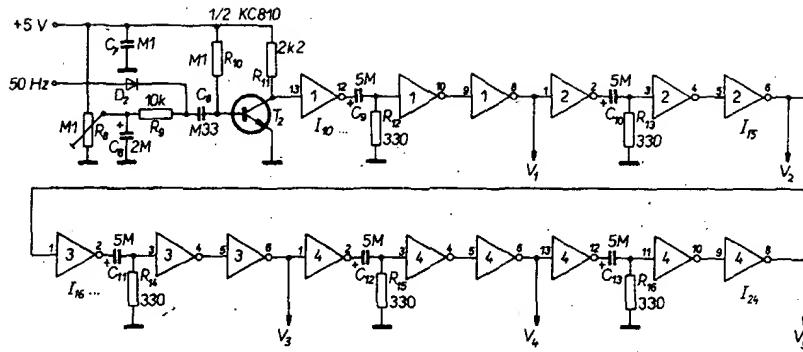
ho obrázku, rastr se skládá ze tří sloupců a pěti řádků. To znamená, že rastr se skládá z 15 čtverečků. Každý z čtverečků si označme symbolem c_k , kde indexy i , j vyjadřují, že uvažovaný čtvereček je v i ém řádku a v j ém sloupci. Z těchto čtverečků můžeme složit všechny potřebné číslicové znaky, tak jak je to patrné z obr. 118. Na první pohled je vidět, že čtverečky c_{22} a c_{42} nejsou v žádné z číslic obsaženy a můžeme je proto také z dalších úvah vyloučit. Jak poznáme dále, je význam-



Obr. 118. Číslice v rastru



Obr. 119. Obrazový generátor svislých pruhů



Obr. 120. Obrazový generátor vodorovných pruhů

spouštěcím impulsem pro třetí monostabilní obvod (I_1 , I_2 , I_3 , C_3 a R_7). Z výstupu invertoru I_3 je potom konečně odebrán obrazový signál s_3 třetího svislého pruhu. Časové konstanty $\tau_3 = R_8 C_3 = R_9 C_4 = R_5 C_5$ určují šířku generovaných svislých pruhů.

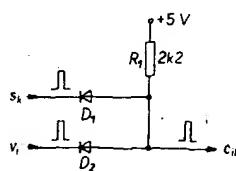
Zcela analogicky je zapojen i generátor vodorovných pruhů (obr. 120). Nastavením trimru R_6 je možno posouvat sérii vodorovných pruhů ve svislém směru. Výška pruhů je určena časovou konstantou $\tau_4 = R_{12} C_9 = R_{13} C_{10} = R_{14} C_{11} = R_{15} C_{12} = R_{16} C_{13}$. Jak je patrné z obr. 119 a obr. 120, jsou do generátoru svislých a vodorovných pruhů přivedeny kladně řádkové, popř. snímkové synchronizační impulsy. Tyto impulsy jsou odebrány z generátoru synchronizačních impulsů (obr. 60, AR B1/77). V tomto případě nejsou však odebrány z emitoru tranzistoru T_1 , popř. T_2 , ale z výstupu 3 hradla 2a, popř. z výstupu 11 hradla 3d. Tímto způsobem bude zaručeno, že poloha číslic na obrazovce nebude ovlivňována pohybujícím se měřicem.

Jak jsme se již zmínili, je možné průnikem svislých a vodorovných pruhů obdržet jednotlivé čtverečky rastru. Pro čtvereček c_{ik} je tedy možno psát rovnici

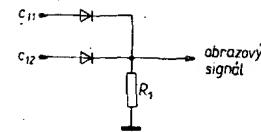
$$c_{ik} = s_1 \cdot s_2 \cdot \dots \cdot s_k$$

Uvedená rovnice vyjadřuje funkci logického součinu. K realizaci této funkce je v našem případě použito jednoduché diodové hradlo AND, jehož základní zapojení je na obr. 121. Základní vlastnosti tohoto hradla je, že výstupní signál bude mít úroveň log. 1 pouze tehdy, budou-li současně na obou vstupech signály s úrovni log. 1. Je tedy zřejmé, že přivedeme-li na jeden ze vstupů obrazový signál svislého pruhu s_k s úrovni log. 1 a na druhý vstup obrazový signál vodorovného pruhu s_i též s úrovni log. 1, bude výstupní signál odpovídat průniku uvažovaných pruhů. Vzhledem k tomu, že čtvereček c_{ik} je v rastru 13, budeme též potřebovat stejný počet uvedených diodových hradel AND.

Další z obvodů, které potřebujeme, je (jak již bylo uvedeno) paměť, v níž je uložena informace, které ze čtverečků rastru mají být zhasnutý při požadované číslici. Zde je nutné poznamenat, že vstupní informace přiváděné do paměti budou v kódě BCD, neboť na místě vlastních čtačů skóre jsou použity (viz



Obr. 121. Dvojstupové hradlo AND z diod

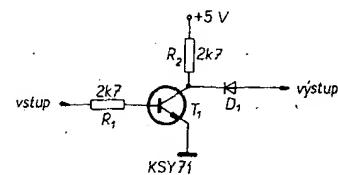


Obr. 123. Dvojstupové hradlo OR

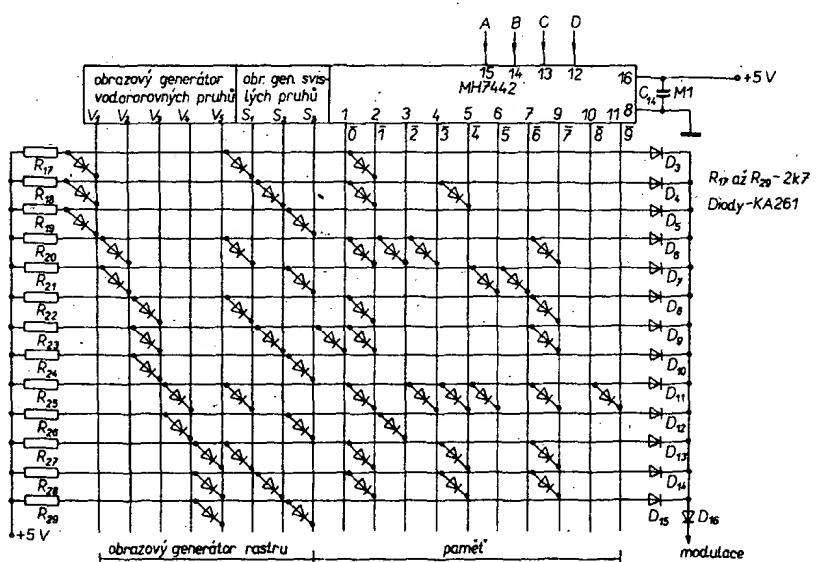
Zatím jsme uvažovali pouze obrazové signály jednotlivých čtverečků. Abychom dostali obrazový signál celé číslice, je nutné obrazové signály jednotlivých čtverečků vhodným způsobem sloučit. Výstupní signál po sloučení dílčích signálů můžeme vyjádřit obecně rovnicí:

$$Z = c_{11} + c_{12} + c_{13} + c_{14} + c_{21} + c_{22} + c_{23} + c_{24} + c_{31} + c_{32} + c_{33} + c_{34} + c_{41} + c_{42} + c_{43} + c_{44}$$

kde pro c_{ik} platí výše uvedené vztahy. Uvedená rovnice vyjadřuje logický součet. K realizaci logického součtu použijeme v našem případě jednoduché diodové hradlo OR se 13 vstupy (každý pro jeden ze čtverečků). Na obr. 123 je základní zapojení uvažovaného hradla. V zapojení na obr. 122 je hradlo tvořeno diodami D_3 až D_{15} . Odpor R_1 na obr. 123 je zde nahrazen vstupním odporem následujících obvodů. Dioda D_{16} pouze zmenšuje úroveň výstupního signálu, aby nedocházelo k nepříjemnému přefasení obrazovky číselným vyjádřením stavu zápasu. Zde je nutno poznamenat, že vyjádření stavu zápasu bílými číslicemi je vhodné pouze v tom případě, když jsou číslice během hry zhasnuty a rozsvíti se pouze v tom případě, dosáhne-li jeden z hráčů kladného bodu (změnilo-li se skóre). V okamžiku zahájení hry musí číslice automaticky zhasnout, neboť bílý míč by na bílých číslicích nebyl vidět. Abychom nemuseli číslice během hry zhaset, lze je realizovat jako černé. Bílý míč na černých číslicích je pak velmi dobře vidět a číslice tedy není nutné zhasinat. K tomu, abychom obdrželi černé číslice, postačí invertovat výstupní signál z generátoru obrazových znaků. Na obr. 124 je uvedeno zapojení



Obr. 124. Invertor obrazového signálu číslic



Obr. 122. Paměť a obrazový generátor rastru

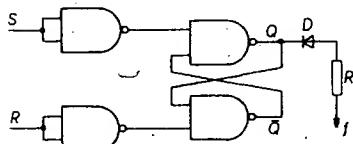
jednoduchého tranzistorového invertoru, vhodného pro uvažované použití. Výstupní signál je z kolektoru tranzistoru veden přes diodu D_1 , která zaručuje, že výstupní signál bude mít vždy menší amplitudu než synchronizační impulsy v úplném televizním signálu televizní hry.

Zatím jsme uvažovali pouze samotný obrazový generátor číslicových znaků, který umožňuje zobrazit na obrazovce pouze jednu číslici. Vzhledem k tomu, že musíme zobrazit nejméně dvě číslice (pro každého z hráčů jednu, za předpokladu, že nám postačí počítat skóre v rozsahu 0 až 9), je nutné v průběhu jednoho televizního rádku dvakrát využít funkce generátoru číslicových znaků. To znamená: za prvé vytvořit na levé straně obrazovky jednu sérii svislých pruhů a na pravé straně druhou sérii. Za druhé to znamená, aby v době, kdy se vytvoří první sérii svislých pruhů, byly pomocí elektronického přepínače přepnuty vstupy A, B, C, D převodníku kódu (MH7472) na výstupy čítače skóre (MH7490) určeného pro levého hráče, a v době, kdy se vytváří druhá sérii svislých pruhů, byly přepnuty vstupy převodníku na výstupy čítače určeného pro pravého hráče.

První sérii svislých pruhů obdržíme způsobem známým z obrazových generátorů market míče a raket. V tomto případě bude poloha prvního pruhu této odvozena pomocí zpožďovacího obvodu od rádkového synchronizačního impulsu, který je na levém okraji obrazovky. Tuto první sérii můžeme trimrem R_1 umístit do levé části obrazovky. Nyní bychom potřebovali přivést ještě další spouštěcí impuls (v prvním případě to byl rádkový synchronizační impuls), který by uvedl opět v činnost generátor sérii svislých pruhů v čase, který odpovídá poloze na pravé straně obrazovky. Z uvedeného rozboru vyplývá, že druhou sérii impulsů je vhodné odvodit s jistým časovým zpožděním od pomocného impulsu, který se nachází časově uprostřed rádku, tj. 32 μ s po rádkovém synchronizačním impulsu. Zde můžeme s výhodou použít obrazový signál sítě, který splňuje požadavky na pomocný impuls.

Ve skutečném provedení není generátor sérii svislých pruhů spouštěn přímo obrazovým signálem sítě, ale sestupnou hranou impulsu z výstupu klopného obvodu R-S. Klopny obvod je ovládán jednak rádkovým synchronizačním impulsem, jednak obrazovým signálem sítě. Použití klopného obvodu R-S je výhodné, neboť je můžeme dle využít k ovládání elektronického počítače. Na obr. 125 je uvedeno zapojení použitého klopného obvodu R-S. Pro tento typ obvodu platí tabulka:

R	S	Q	\bar{Q}
0	1	1	0
1	0	0	1
0	0	původní stav	
1	1	neurčitý stav	



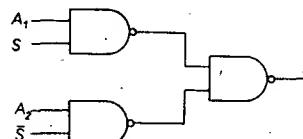
Obr. 125. Klopny obvod R-S

Budeme-li například na vstup R přivádět kladné rádkové synchronizační impulsy a na vstup S kladný impuls obrazového signálu sítě, která je umístěna uprostřed hracího pole, bude výstup Q na úrovni log. 1 během první poloviny televizního rádku, zatímco ve druhé polovině rádku bude na výstupu Q úroveň log. 0. Jinými slovy: v časovém intervalu 0 až 32 μ s po rádkovém synchronizačním impulsu bude na výstupu Q úroveň log. 1 (na výstupu \bar{Q} úroveň log. 0), zatímco v časovém intervalu 32 až 64 μ s bude na výstupu Q úroveň log. 0 (na výstupu \bar{Q} úroveň log. 1).

To znamená, že za 32 μ s po rádkovém synchronizačním impulsu přechází úroveň na výstupu Q z log. 1 na log. 0. Tento záporný napěťový skok je potom přiveden přes diodu D a odpor R na běžec trimru R_1 (obr. 119). Na volbu odporu R bude potom záležet, s jakým časovým zpožděním bude uveden v činnost generátor svislých pruhů. To znamená, že změnou odporu R_1 je možno nastavit polohu rastru v levé části obrazovky a změnou odporu R polohu rastru v pravé části obrazovky.

V popsaném uspořádání se musí již na obrazovce zobrazit dvě stejné číslice. Jedna vlevo od sítě a druhá vpravo. Nyní je nutné v čase 0 až 32 μ s přepnout vstupy převodníku MH7472 na výstupy jednoho čítače MH7490 a v čase 32 až 64 μ s na výstupy druhého čítače. Potom levá číslice bude ukazovat stav prvního čítače a pravá číslice stav druhého čítače.

Princip vlastního elektronického přepínače je na obr. 126. Dva vstupní signály A_1, A_2



Obr. 126. Základní zapojení elektronického přepínače

jsou střídavě přivedeny na výstup X v závislosti na tom, zda má přepínací signál S (popř. \bar{S}) úroveň log. 1 (popř. log. 0), nebo úroveň log. 0 (popř. log. 1). Uvedený obvod splňuje rovnici

$$X = A_1 S + A_2 \bar{S},$$

to znamená, že je-li $S = 1$ a $\bar{S} = 0$, bude platit

$$X = A_1$$

a pokud bude $S = 0$ a $\bar{S} = 1$, bude

$$X = A_2.$$

Budeme-li přepínač ovládat výše popsaným klopným obvodem R-S (výstup Q je spojen se vstupem S a výstup \bar{Q} se vstupem \bar{S}), bude v časovém intervalu 0 až 32 μ s

po rádkovém synchronizačním impulsu na výstupu přepínače informace A_1 , zatímco v intervalu 32 až 64 μ s bude na výstupu informace A_2 . Tímto způsobem můžeme přepínat výstupy A, B, C, D dvou čítačů skóre MH7490 (pro každého hráče jeden). Je zřejmé, že v tomto případě budeme potřebovat čtyři elektronické přepínače.

Na obr. 127 je uvedeno úplné zapojení přepínače části, klopného obvodu R-S a dvou čítačů skóre. Zapojení je doplněno nulováním obvodu MH7490, které je pro potřebu počítání stavu zápasu nezbytné. Rádkové synchronizační impulsy 15 625 Hz jsou na vstup obvodu R-S přivedeny ze stejného bodu generátoru synchronizačních impulsů, jako v případě generátoru číslicových znaků. Stejným způsobem jsou přivedeny rádkové synchronizační impulsy do obrazového generátoru sítě. Pro úplnost je na obr. 128 zapojení obrazového generátoru sítě.

Vzhledem k tomu, že zapojení přepínače části je velmi jednoduché, byla tato část též realizována na desce s univerzálními plošnými spoji, zatímco generátor číslicových znaků, který obsahuje poměrně značné množství součástek, byl realizován na zvláštní desce s plošnými spoji, rozmištění součástek generátoru číslicových znaků je na obr. 130.

Seznam součástek generátoru číslicových znaků

Odpory

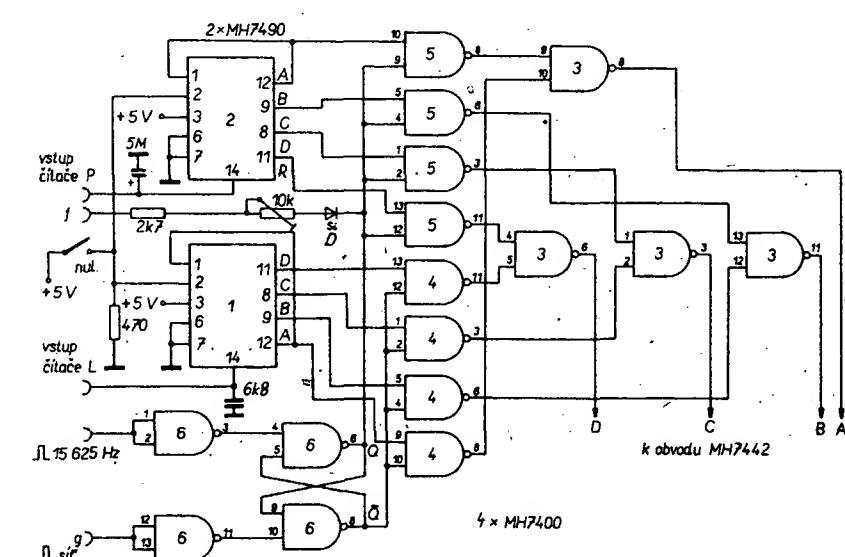
R_1	TP 012, 10 k Ω , trimr
R_2, R_3	TR 112, 10 k Ω
R_4, R_{10}	TR 112, 100 k Ω
R_5, R_{11}	TR 112, 2,2 k Ω
R_6, R_7, R_8	TR 112, 330 Ω
$R_9, R_{12}, R_{13}, R_{14}$	TP 012, 100 k Ω , trimr
R_{15}, R_{16}	TR 112, 2,7 k Ω

Kondenzátory

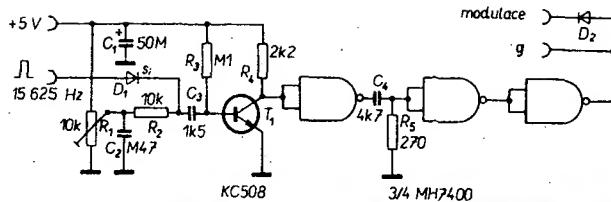
C_1	TE 002, 50 μ F
C_2	TK 783, 1,5 nF
C_3, C_4, C_5	TK 783, 6,8 nF
C_6	TE 005, 2 μ F
C_7, C_{14}	TK 782, 0,1 μ F
C_8	TC 180, 0,33 μ F
C_9 až C_{13}	TE 004, 5 μ F
C_x	TK 782, 0,1 μ F

Integrované obvody

IO_1, IO_2	
IO_3, IO_4	MH7404
IO_5	MH7442



Obr. 127. Úplné zapojení elektronického přepínače



Obr. 128. Zapojení obrazového generátoru sítě

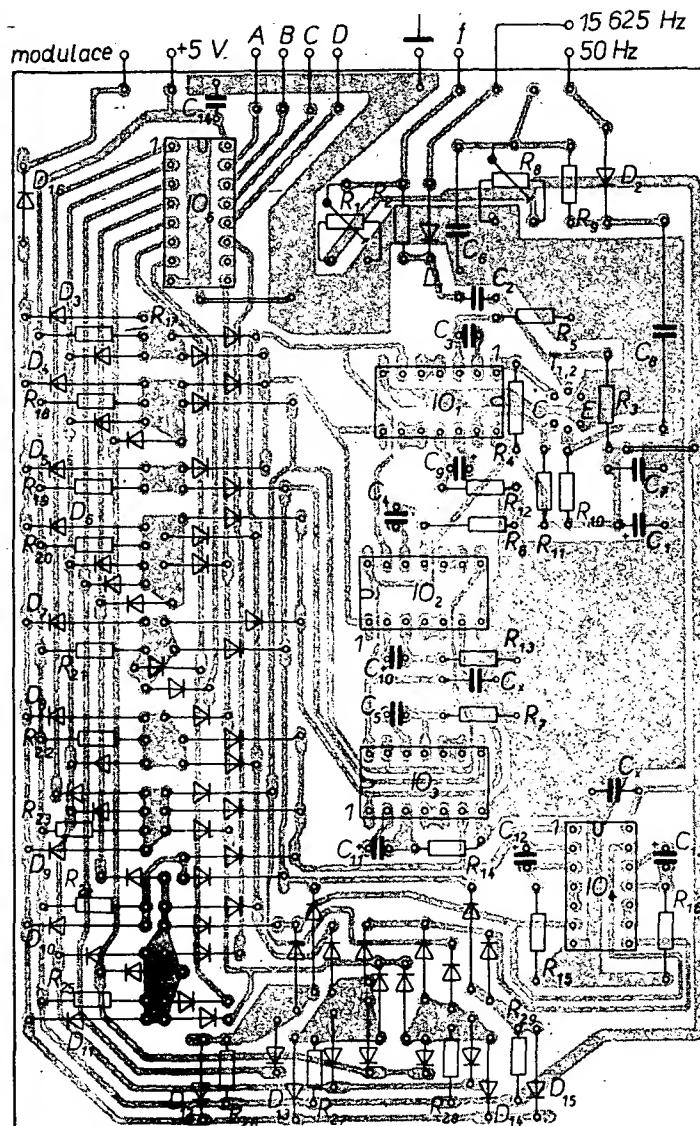
Tranzistory

T₁, T₂ KC810

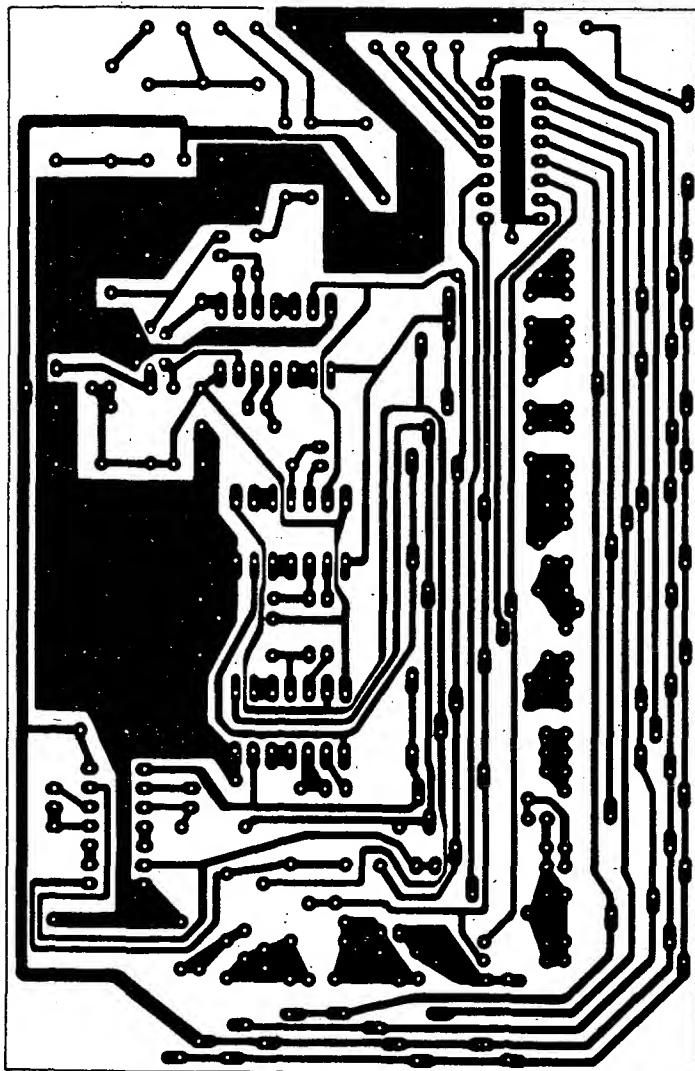
Diody

Všechny diody jsou typu KA261 nebo KA501.

[1] AR B1/77.



Obr. 130. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji



Obr. 129. Deska s plošnými spoji generátoru číselcových znaků L 222

Modifikované zapojení televizní hry – varianta II

V této variantě jsou obsaženy všechny úpravy a doplňky, vyjmenované již v úvodní státi tohoto pojednání o televizních hrách. Probereme si nyní jednotlivé úpravy a funkci obvodů, které jejich činnost zajišťují. Základní blokové schéma propojení jednotlivých obvodů hry je na obr. 131. Podrobná zapojení jednotlivých obvodů (bloků A až K) jsou na dalších obrázech.

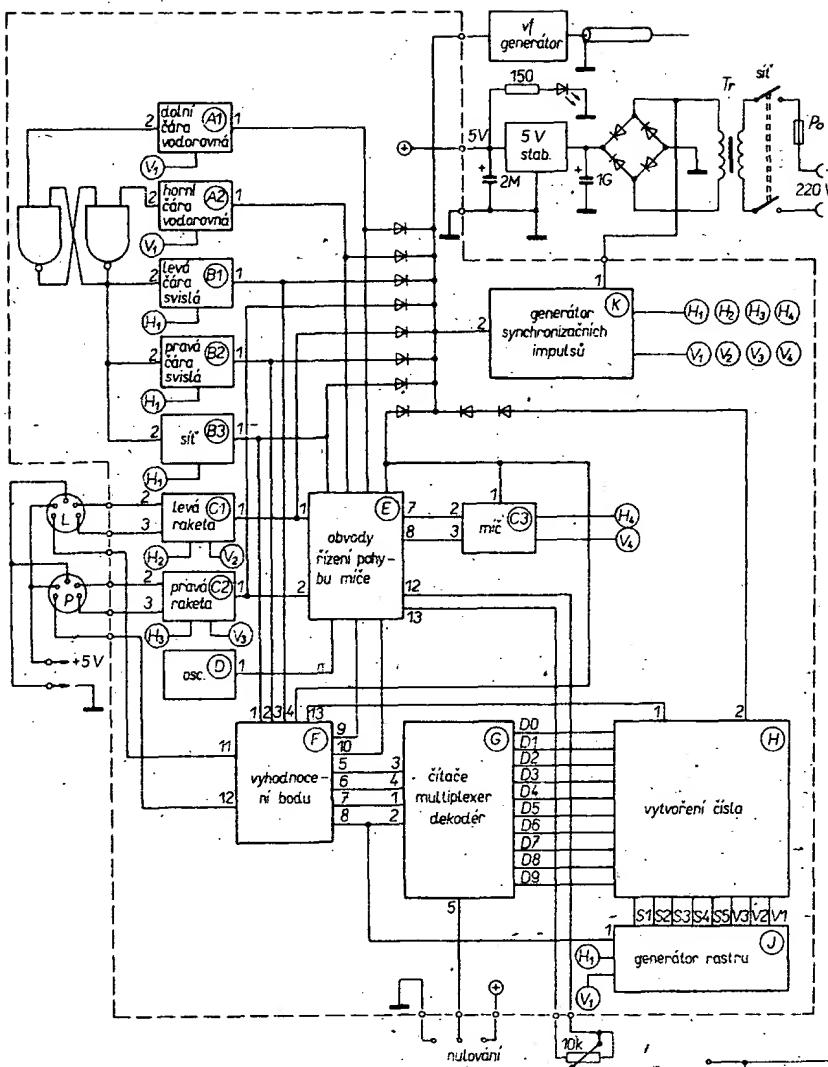
Vytvořeno hřiště ve formě, zobrazené na obr. 132. Zapojení generátoru A₁, A₂ vodorovné čáry je stejné pro čáru horní i spodní, liší se pouze nastavením běžeče trimru (obr. 133), které určuje polohu čáry na obrazovce ve

svislém směru. Výstupy 1 obou generátorů vodorovných čar, se zavádějí přes diody do modulátoru vysílače (v generátoru) a dále do obvodů pro řízení pohybu míče. Míč se tedy neodráží od horního a spodního okraje obrazovky (jak tomu bylo v původním zapojení), ale od těchto vodorovných čar. Výstupy generátorů vodorovných čar, označené 2, se zavádějí do klopného obvodu R-S (viz blokové schéma), který svým výstupem ovládá předposlední logický člen v generátořech svislých čar (B₁, B₂ a B₃, levé a pravé základní čáry hřiště a síť). Jak je vidět z obr. 134, je v generátořech svislých čar předposledním logickým členem dvojvstupové hradlo (místo invertoru u zapojení generátorů čar vodorovných). Modulaci svislých čar řídíme tak, aby byly rozsvíceny pouze v intervalu mezi horní a spodní vodorovnou čárou. Obvod, z hřejející svislé čáry mimo vymezenou oblast, je opodstatněný, neboť takto vytvořené hřiště působí mnohem lepším dojmem, než když jdou svislé čáry od horního okraje obrazovky až ke spodnímu a vytvářejí v rozích kříže. Výstupy všech svislých čar se svádějí přes diody do modulátoru, přímo pak

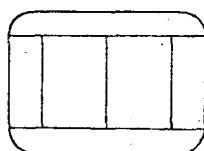


1. Ohraničení hracího pole

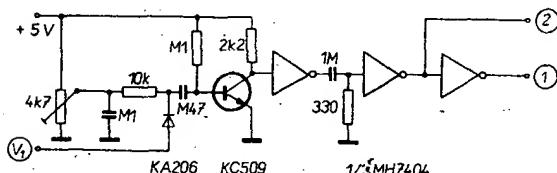
Obrazovými generátory vodorovných a svislých bílých čar bylo na obrazovce



Obr. 131. Blokové schéma modifikovaného zapojení TV hry



Obr. 132. Obráz hřiště na obrazovce



do obvodů pro vyhodnocení bodu (špatného zásahu). Výstup generátoru sítě se kromě toho zavádí ještě do obvodu pro řízení pohybu míče, aby se umožnila tzv. saleš na síti, spočívající ve změně směru svislé složky pohybu míče při průchodu sítí – (zlom ve směru letu míče).

2. Změna způsobu podání a ovládání pohybu míče

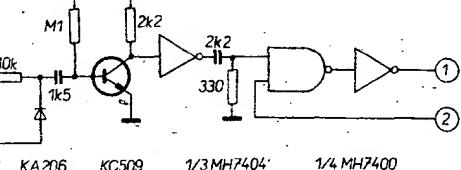
Obvod pro řízení pohybu míče (obr. 135) se od původního zapojení podstatně liší. Změna zapojení je odůvodněna hlavně tím, že další, hru zpestřující prvky (náhodný nebo předvolitelný směr odrazu míče od hráče,

faleš na síti, způsob podání) vyžadují, aby obvody pro změnu směru v obou složkách (vodorovné i svislé) bylo možné ovládat z několika míst. První varianta upravené hry tento problém řeší přidáváním snadno realizovatelných diodových hradel. V této variante byly pro předem stanovené požadavky navrženy vícestupňové klopné obvody R-S, jeden pro horizontální složku pohybu míče, druhý pro vertikální složku. Obvod pro řízení svislé složky pohybu míče reaguje změnou stavu při každém dotyku míče s jednou z vodorovných čar, ohraňujících hřiště. Kromě toho se může stav obvodu změnit při dotyku míče a některého z hráčů nebo se sítí. Důsledkem je náhodný směr letu míče po odrazu od hráče nebo zlom ve směru letu při průchodu míče sítí. Podrobný popis činnosti a zhodnocení přenosu pro průběh hry byly již podány v souvisejících výkladech u I. varianty. S klopným obvodem pro řízení vodorovné složky směru letu míče souvisí obvody pro zahájení hry (podání). Rovněž činnost těchto obvodů a jejich přednosti proti původním byly podrobne probrány u I. varianty. Jediná odlišnost spočívá v tom, že obvody podání spolu pracují s obvody vyhodnocení špatného zásahu, a ty jsou u varianty I řešeny poněkud odlišně. O tom se však ještě zmínime při pojednání o zařízení k vyhodnocení skóre.

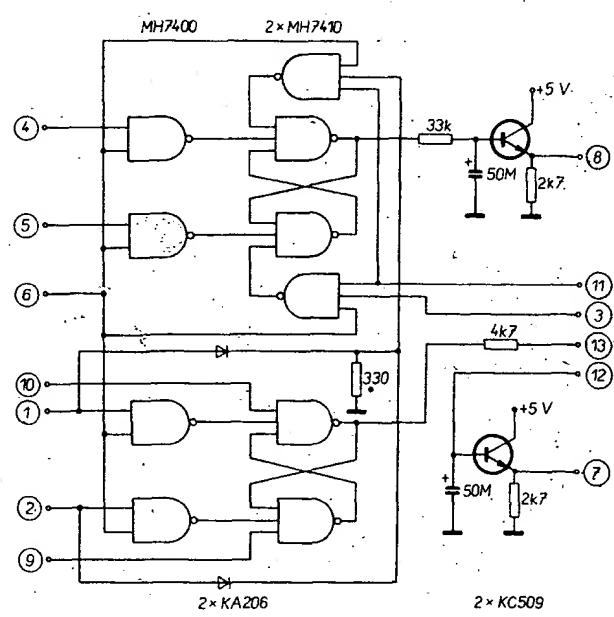
3. Úprava způsobu ovládání pohybu raket (raket)

Po zkušenostech z provozu hry jsme přijali názor, že jen málokdo si dokáže osvojit způsob hry, využívající soustavné a s výhodou možnost pohybu hráče v obou směrech. Naopak jako velmi výhodné se ukázalo použít přepínací tlačítko, které při stisknutí připojilo na vstup pro řízení horizontální polohy hráče napětí, při kterém se hráč objeví těsně u sítě (obr. 136). Výhodou této možnosti je nejen překvapivé „naběhnutí“ na síť a tím zkrácení doby vrácení míče téměř

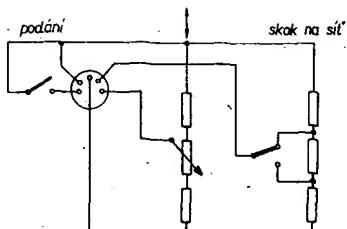
Obr. 134. Zapojení generátoru svislých čar



Obr. 133. Zapojení generátoru vodorovných čar



Obr. 135. Obvody řízení pohybu míče



Obr. 136. Obvody v ovládacích skříňkách

o polovinu, ale také to, že se při chybě při hře u sítě může hráč skokem vrátit na základní čáru, kde ještě může chybu napravit a míč zasáhnout. Toto řešení, které rovněž přináší hlavně zpestření hry, ušetří jeden ovládací potenciometr, který nahradíme zkusmo se staveným pevným děličem.

4. Úprava zapojení generátoru rádkových synchronizačních impulů

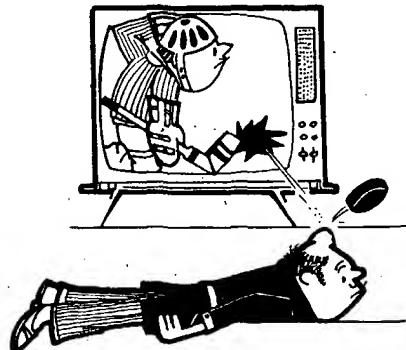
Táto úprava (viz. obr. 137) měla za cíl:
 a) zlepšit kmitočtovou stabilitu oscilátoru 15 625 Hz,
 b) Odstranit vzájemnou závislost poloh raket, míče a čar ohraničujících hřiště.

a) Původní zapojení oscilátoru 15 625 Hz má špatnou teplotní stabilitu kmitočtu a proto bylo nahrazeno zapojením, jehož vlastnosti jsou více než o řadu lepší.

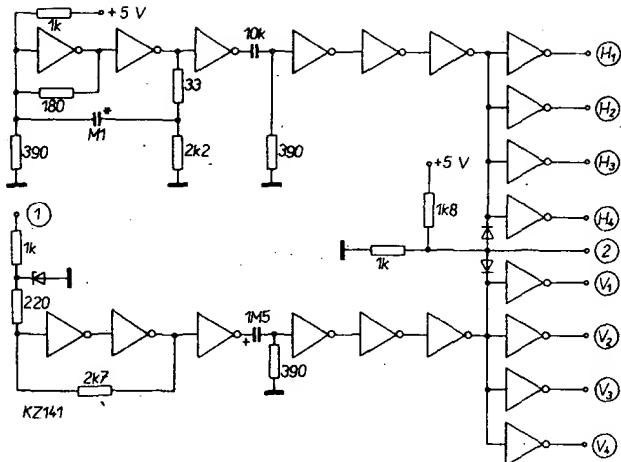
b) V původním zapojení byl pro všechny generátory obrazových prvků vždy jen jeden zdroj rádkových a snímkových synchronizačních impulů. Při pohybu prvků jsou oddělovací diody předepínány různě velkým předpětím, což znamená, že zdroje synchronizačních impulů jsou různě zatěžovány. Protože jejich výstupní odpor není nulový, mění se poněkud velikost i tvar jejich výstupních synchronizačních impulů, což působí současně i malou změnu polohy ostatních obrazových prvků. Tento problém je řešen použitím oddělovacích invertorů, zajišťujících nezávislost polohy všech prvků, u nichž se tato skutečnost může rušivě projevit. Každý pohyblivý prvek má proto vlastní zdroj obou druhů synchronizačních impulů.

5. Automatické čítání a digitální zobrazení stavu skóre hry na obrazovce

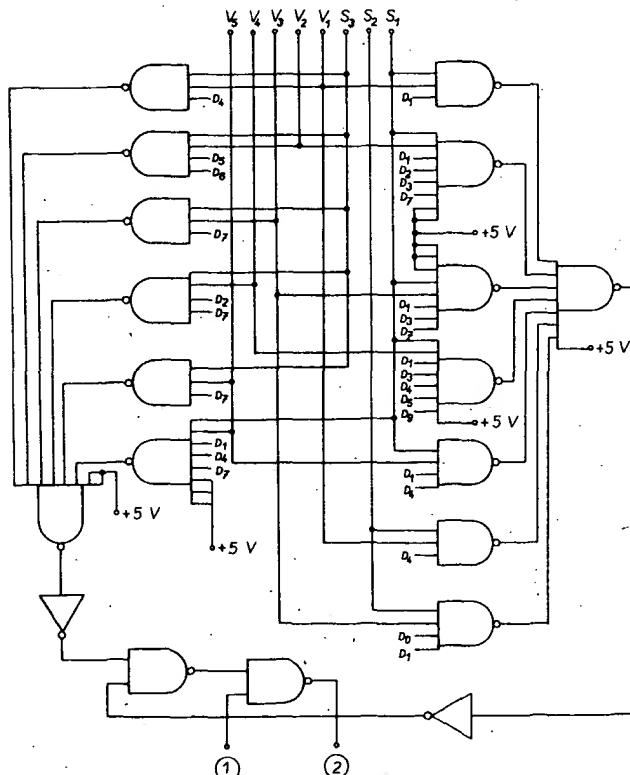
K realizaci digitálního zobrazení skóre na obrazovce jsme přikročili po tom, co jsme poznali, že jakmile u uživatele odezví první dojmy a začne hru používat soustavně jako zdroj zábavy, stává se každý jiný způsob počítání stavu skóre naprostě nevhodujícím (možnost omylu nebo podvodu, ztráta času



Obr. 137. Zapojení generátorů synchronizačních impulů

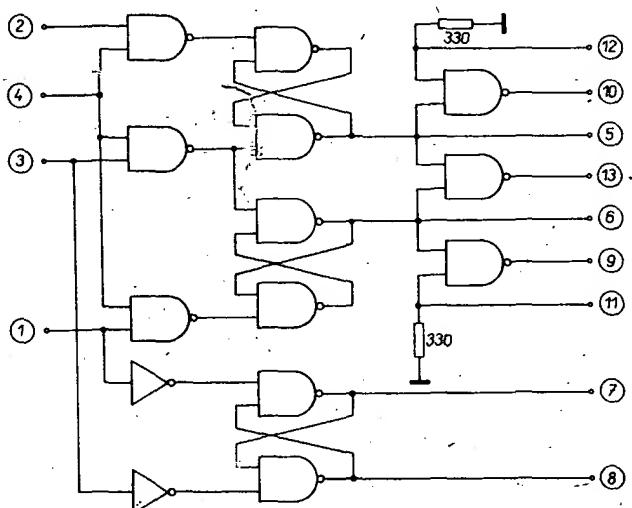


Obr. 138. Obvody vytvářející číslo na obrazovce z rastru

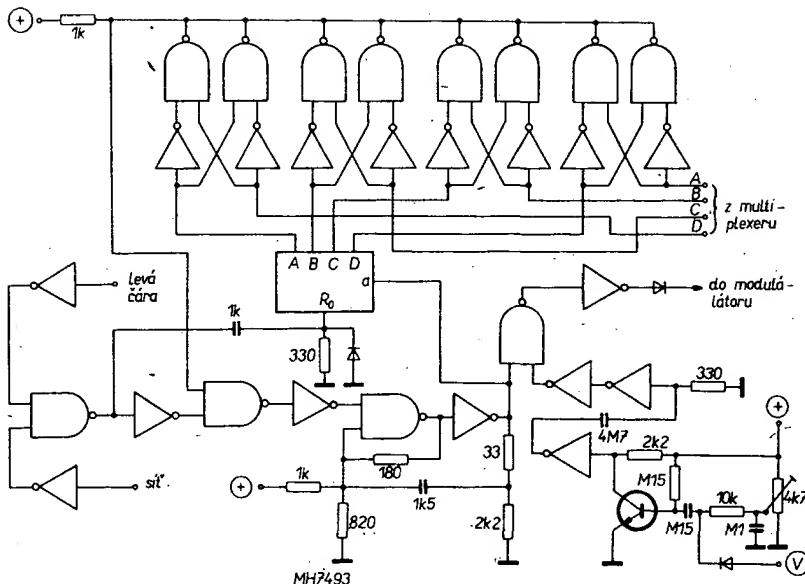


atd.). Navržený a realizovaný způsob automatického čítání skóre je zcela přesný a objektivní. Zobrazení stavu hry na obrazovce je velmi přehledné a hlavně dovoluje hráčům plně se soustředit na hru (hráč nemusí stále střídat směr pohledu). Podstata vytvoření

čísla na obrazovce (lépe řečeno vytvoření vhodného obrazového signálu) již byla podrobně rozebrána a osvětlena při popisu I. varianty hry. Rozdíly jsou pouze v obvodech pro vytvoření čísla z rastru (obr. 138) a v obvodech pro vyhodnocení špatného zásahu



Obr. 139. Obvody vyhodnocení bodu



Obr. 140. Zapojení k výhodnocení stavu hry počtem čárek

(obr. 139). Obvody pro vytvoření čísla jsou v této variantě složeny z hradel a obsahují navíc obvod, který zháší údaj o stavu hry, když je míč ve hře. Jakmile někdo z hráčů udělá chybu, míč proletí základní čárou do autu (zmizí z obrazovky) a současně se na obrazovce objeví stav hry. V poli každého hráče zůstane číslo, udávající počet jeho bodů, to je počet protihráčem zkažených míčů. Po zahrání podání opět obě čísla zmizí. Zhášecí signál se přivádí do obvodu tvoření čísla (bod 1) a obvodů vyhodnocení bodů (bod 13 - viz obr. 139). Rozsvícení čísel na obrazovce tak výrazně upozorňuje, že došlo k chybě, což zvětšuje zaujetí pro hráče, ale především u obecenstva, jemuž je takto umožněno „fanďání“. Mezi vstupem modulátoru a vstupem obvodu pro tvoření čísla jsou zapojeny dvě diody v sérii, neboť je přiznivější, májí-li čísla poněkud menší jas než ostatní obrazové prvky. Vstupy hradel, označené písmenem D s indexem 0 až 9 jsou spojeny s příslušnými výstupy (podle indexu) dekodéru MH7442 (obr. 138). Obvody pro vyhodnocení bodu (obr. 139) zaznamenají bod při dotyku míče se základní čárou. V takovém případě totiž přejde úroveň na výstupu 5 nebo 6 z úrovně log. 1 na log. 0 a následující čítač MH7490 připočte ke svému stavu jedničku. Výstup bude mít úroveň log. 0 až do doby okamžiku, v němž hráč, který udělal chybu, zahráje podání a míč proletí sítí. Stavy výstupů 5 a 6 zároveň přes hradlo obsluhují rozsvícení čísel na obrazovce (výstup 13). Další dvě hradla (výstupy 9 a 10) dávají možnost zahrát podání pouze při chybém zahrání a jen tomu z hráčů, který se chybu dopustil. Od signálů levé základní čáry se dále řídí klopný obvod R-S, který řídí přepínání multiplexeru (obr. 127), který zajistuje, že v každém okamžiku jsou ke vstupům dekodéru připojeny výstupy příslušného čítače.

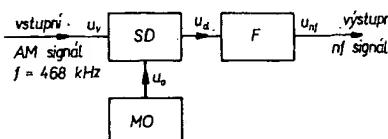
6. Zobrazení stavu hry počtem čárek

Tento způsob vyjádření skóre má proti předchozímu své výhody i nevýhody. Podstatná nevýhoda proti zobrazení skóre číslicemi spočívá v menší působivosti a přehlednosti. Z jeho výhod můžeme jmenovat především úsporu pořizovacích nákladů a možnost počítat až 16 bodů (s číslicemi pouze deset). Schéma zapojení je na obr. 140. Abychom mohli zobrazení určitý počet čárek, musíme si nejdříve vytvořit bezným způsobem nad horní vodorovnou čárou vodorovný pruh výšky asi 2,5 cm. Obrazový signál toho-

výhodou synchronních detektorů s automatickou fázovou synchronizací je to, že jsou schopny zpracovat signál AM s potlačeným nebo nepotlačeným nosným kmitotem, a to s jedním nebo oběma postranními pásmeny. Při realizaci synchronního detektoru můžeme s výhodou použít integrovaný obvod MAA661 (TEŠLA Rožnov), který je sice určen především pro použití ve zvukové části televizního přijímače, nebo v m frekvenčního přijímače FM, ale jak bude ukázáno dále, lze obvod použít i na místě synchronního detektoru pro přijímače AM.

Při synchronní detekci dochází k periodickým změnám vodivosti nelineárního prvku elektronického obvodu v závislosti na kmitočtu ω v důsledku působení místního oscilátoru, jehož kmitočet je $\omega_0 = \omega$. Jinými slovy, místní oscilátor působí na nelineární prvek signálem, jehož kmitočet ω_0 je synchronní se vstupním signálem ω .

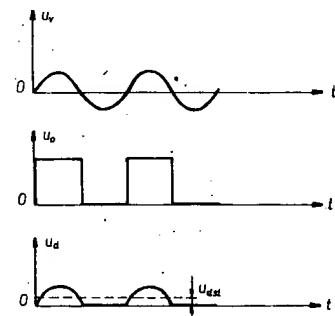
Blokové zapojení synchronního detektoru je' na obr. 141. Ukážeme si dále funkci



Obr. 141. Blokové zapojení synchronní detekce v mf zesilovači

tohoto obvodu při různé fázové odchylce mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru. Pro větší názornost budeme předpokládat, že napětí místního oscilátoru má obdélníkovitý průběh a kmitočet shodný s kmitočtem vstupním, tj. $\omega_0 = \omega_1$. Signál místního oscilátoru střídavě otvírá a zavírá detektor (mění odpór nelineárního prvku v detektoru). Proud otevřeného detektoru je potom ovládán vstupním signálem

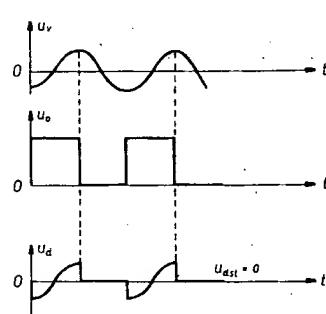
Ná obr. 142 jsou časové závislosti pro případ, že signály vstupní a místního osciláto-



Obr. 142. Synchronní detekce soufázového signálu

Synchronní detekce

Prohlédneme-li si několik posledních ročníků AR a RK (respektive AR řady A a B) z hlediska publikací, týkajících se rozhlasových příjimačů, můžeme dojít k zajímavému poznatku. Veškeré zajímavosti a novinky se týkají příjimačů, pro kmitočtovou modulaci (např. keramické filtry v mezifrekvenčních zesilovačích, automatická fázová synchronizace – AFS – a to jak v mf zesilovačích, tak ve stereofonních dekodérech apod.). Je to velká škoda, neboť vše uvedená zlepšení je možné aplikovat i u příjimačů amplitudově modulovaných signálů. Zejména použití synchronních detektorů, a to jak s automatickou fázovou synchronizací, tak bez ní, může zlepšit vlastnosti celého příjimače. Velkou



Obr. 143. Synchronní detekce, jsou-li signály vstupní a signál místního oscilátoru vzájemně posunuty o 90°

ru jsou soufázové (tj. fázová odchylka mezi nimi je nulová) a na obr. 143 pro případ, je-li fázová odchylka mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru 90° . Na první pohled je jasné, že v druhém případě bude střední velikost napětí na výstupu filtru nulová. To znamená, že fázový detektor bude selektivním prvkem vzhledem k fázi vstupního signálu. Důsledkem této vlastnosti bude i kmitočtová selektivita.

Vzhledem k tomu, že synchronní detektor jako celek může být uvažován jako lineární systém, nemůže být slabý signál potlačen šumem i při poměru signál/šum na vstupu detektoru menším jak jedna.

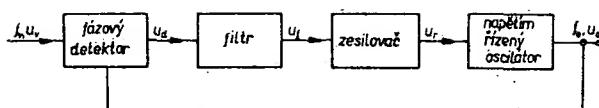
V [1] je ukázáno, že při slabém vstupním signálu je možno uvažovat rušivý šumový signál jako vektorový součet dvou návzájem kolmých složek. Jedna složka bude ve fázi se vstupním signálem a druhá složka bude fázově posunuta vzhledem ke vstupnímu signálu o 90° . To znamená, že posledně jmenovaná složka šumového signálu bude zcela potlačena působením synchronního detektoru. Je proto možné očekávat, že synchronní detektor v případě velmi malého vstupního napětí bude dvakrát zlepšovat poměr signál/šum (tj. o 3 dB).

Bude-li vstupní signál silný, potom vektor vstupního signálu a vektor rušivého signálu budou ve fázi, tj. vliv rušivé složky, která je fázově posunuta vzhledem ke vstupnímu signálu o 90° , se v tomto případě neuplatní. To znamená, že se při synchronní detekci při silném vstupním signálu poměr signál/šum nezlepší.

Velkým nedostatkem synchronních detektorů je, že ke své funkci vyžadují místně generovaný signál o stejném kmitočtu a stejně fázi, jako má vstupní signál. Získat signál s uvedenými vlastnostmi je někdy obtížné. Jedna z možností, jak získat žádaný signál, je na obr. 144. Amplitudové modulovaný signál se přivádí na vstupy koincidenčního detektoru obvodu MAA661 dvěma kanály. Jeden kanál, tvorený limitujícím zesilovačem, omezuje signál AM a zabezpečuje tak synchronní nosný kmitočet závislý modulační obálky. Druhým kanálem se přivádí signál AM přímo na druhý vstup koincidenčního detektoru. Trimrem $15\text{ k}\Omega$ lze přesně nastavit správnou fázi nosného kmitočtu. Zapojení na obr. 144 je vhodné používat maximálně do kmitočtu asi 7 MHz . Na vysíších kmitočtech má totiž závislost výstupního zvukového signálu na signálu nosného kmitočtu (amplitudově modulovaného) ostrá minima a maxima. Minima na křivce jsou způsobena natáčením fáze o 90° a 270° v zesilovači obvodu MAA661 [2].

Principu synchronní detekce je možné využít v různých zařízeních. Např. v televizních přijímačích jako detektoru obrázkového signálu. Výhoda tohoto uspořádání bude v tom, že se odstraní zkreslení výstupního signálu vlivem vysílání pouze jediného postranního pásma, dále se vyloučí brum ve zvuku způsobovaný záznějí chrominančního signálu. V neposlední řadě bude použití

Obr. 145. Blokové zapojení systému AFS



synchronního detektoru výhodné vždy tam, kde půjde o potlačení pórůch a šumu. Jak bylo již uvedeno, synchronní detektor může zlepšit poměr signál/šum o 3 dB.

Další z možností, jak získat žádaný signál pro ovládání synchronního detektoru, je použít systém s automatickou fázovou synchronizací (AFS).

Funkce systému AFS

Blokové zapojení systému AFS je na obr. 145. Systém se skládá z fázové citlivého detektoru, filtru, zesilovače chybového napětí (není vždy nutný) a napětěm řízeného oscilátoru. Není-li k systému AFS připojen vstupní signál, je výstupní napětí fázového detektoru (tzv. chybové napětí) nulové. Napětí řízeného oscilátoru volně kmitá na kmitočtu f_0 . Po připojení vstupního signálu vznikne na výstupu fázového detektoru chybové napětí u_d jako následek fázových a kmitočtových rozdílů mezi vstupním signálem a signálem napětěm řízeného oscilátoru. Vzniklý chybový signál (jeho stejnosměrná i střídavá složka) se filtrace dolní propustí a zesiluje v zesilovači chybového napětí. Filtrace je nezbytná k odstranění parazitní střídavé složky chybového napětí. Výstupní stejnosměrné napětí (předpokládáme, že vstupní signál není modulován ani kmitočtově ani fázově) se používá k synchronizaci napětěm řízeného oscilátoru. Znamená to, že při jakékoli změně fáze mezi vstupním signálem a signálem napětěm řízeného oscilátoru je signál tohoto kmitočtu ovládán tak, aby vznikla fázová chyba byla redukována.

Není-li fázový detektor dobře vyvážen, mohou na jeho výstup proniknout modulační signály nízkého kmitočtu (pochopitelně jen tehdy, je-li vstupní signál modulován amplitudově). Bude-li jejich kmitočet srovnatelný s šírkou přenosové funkce systému AFS, pak bude filtrace chybového napětí nedostatečná. Nedostatečnou filtraci dojde potom k parazitní modulaci místního oscilátoru, což může mít za následek vznik záznějových signálů na výstupu synchronního detektoru. Z tohoto důvodu je třeba volit dostatečně úzké přenášené pásmo. Na druhé straně však extrémně úzké přenášené pásmo znamená prodloužení času potřebného k zasynchronizování místního oscilátoru. Je proto nutné vždy volit vhodný kompromis mezi šírkou přenášeného pásmá systému AFS a časem, potřebným k zasynchronizování místního oscilátoru.

Nejčastější aplikací synchronní detekce s použitím systému AFS v radioamatérské praxi je stereofonní dekodér a mezi frekvenční zesilovač pro příjem amplitudově modulovaného signálu.

vaného signálu. Pokud jde o stereofonní dekodér, který pracuje na principu časového multiplexu, nazýváme synchronní detektor jednoduše demodulátorem multiplexního signálu.

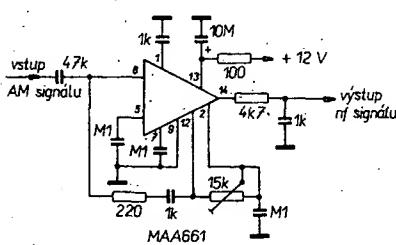
Stereofonní dekodér s automatickou fázovou synchronizací

Blokové zapojení dekodéru je na obr. 146. Na vstupu je oddělovací předzesilovač, jehož zisk lze v určitých mezech řídit. Může se tak nastavit potřebná úroveň pilotního signálu 19 kHz, která je pro správnou činnost dekodéru potřebná. Za oddělovacím zesilovačem je vyvážený fázový detektor a zesilovač chybového napětí (zapojený jako rozdílový zesilovač). Jeho vstup řídí napětově závislý oscilátor, který volně kmitá na kmitočtu 76 kHz. Signály 38 a 19 kHz se získávají binárními děliči kmitočtu. K vlastnímu dekódování stereofonního signálu slouží signál 38 kHz, zatímco signálu 19 kHz (spolu se signálem pilotním) se využívá k fázové synchronizaci. Dekodér má ještě dalej obvody ke kompenzaci přeslechu a členy deefázáze v pravém i levém kanálu.

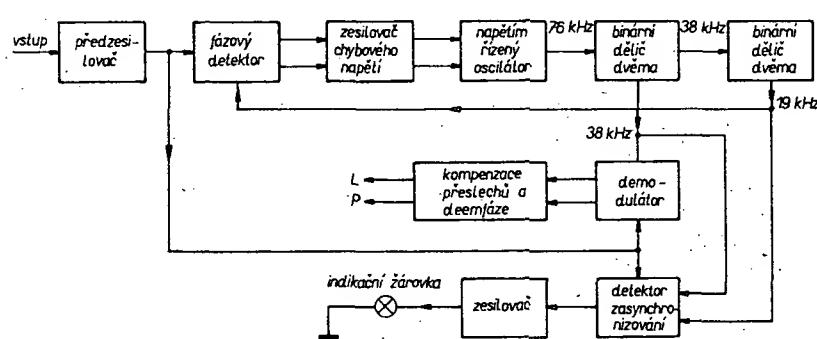
K automatickému přepínání mono/stereo (a popřípadě k indikaci pilotního signálu) je použit další fázový detektor a zesilovač. Tento fázový detektor na rozdíl od detektoru ve smyčce AFS není vyvážený, zasynchronizuje-li se pilotní signál a místně generovaný signál 19 kHz, objeví se na jeho výstupu napětí, které po získání automaticky přepne dekodér na stereofonní provoz a zároveň rozsvítí indikační žárovku.

Jaké jsou výhody obnovovače pomocné nosné vlny se systémem AFS proti klasickému způsobu?

1. Obnovovač s AFS je schopen splnit ty nejnáročnější požadavky. Systém může mít velmi úzkou přenosovou charakteristiku, takže se neprojeví rušivé šumová složka vstupního signálu.
2. Systém s AFS je systém s uzavřenou zpětnovazební smyčkou, takže veškeré změny (např. teplotní, změny hodnot součástek apod.) se samy korigují, což v systémech bez vazby mezi vstupem a výstupem není. Chyby systému bez uvedené vazby mohou být omezeny pouze použitím kválitních součástek a pečlivým nastavením.
3. Záznějů vzniká velmi málo, protože synchronizační smyčka je úzkopásmová. Systém se tedy chová jako laděný obvod s extrémně velkou jakostí, ovšem bez jeho nedostatků (špatná fázová stabilita).
4. Fázová odchylka v ustáleném stavu je menší než 1° , takže zhoršení přeslechu vlivem nevykompenzované fázové chyby.



Obr. 144. Synchronní detektor s MAA661



obnovené pomocné nosné vlny je zanedbatelné (-70 dB).

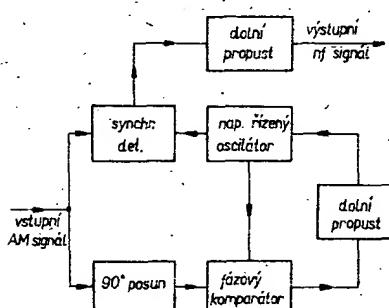
5. Systém s AFS se nastavuje jednoduchým způsobem – k nastavení stačí pouze stejněnosměrný voltmetr.

Podrobný návod ke stavbě stereofonního dekodéru s automatickou fázovou synchronizací byl uveden v [3] a [4]. V uvedených praezech je realizován stereofonní dekodér s AFS vesměs s československými polovodičovými součástkami TESLA. Přeslechy uvedeného stereofonního dekodéru jsou pásma 1 až 10 kHz lepší než -40 dB (při kmitočtu 1 kHz jsou přeslechy -45 dB).

Synchronní detektor s AFS pro příjem amplitudově modulovaných signálů

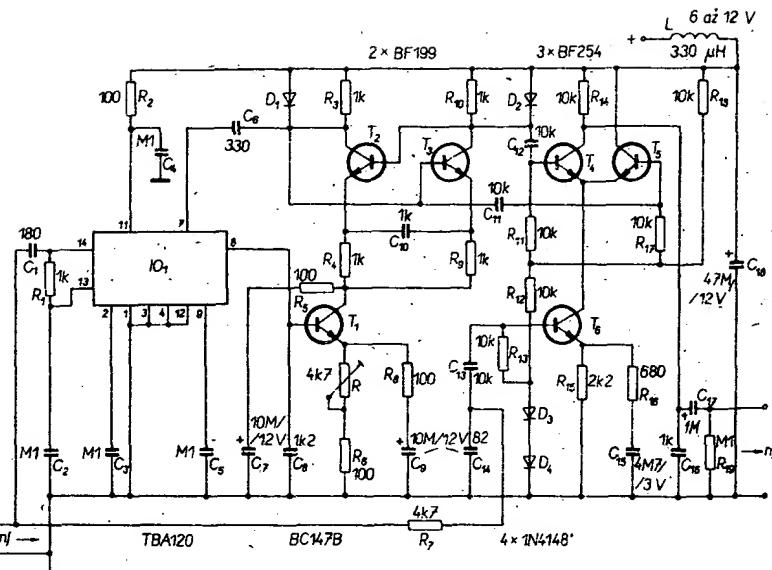
Další aplikací synchronní detekce s automatickou fázovou synchronizací je detektor AM pro mezikfrekvenční zesilovače rozhlasových přijímačů. Je všeobecně známo, že pro kvalitní detekci amplitudově modulované vlny je nutné, aby nosná vlna měla dostatečně velkou a zároveň konstantní amplitudu. Často se však vlivem selektivního úniku zmenší amplituda nosné vlny, což má za následek zvětšení nežádoucího zkreslení. Tento nežádoucí jev může odstranit právě synchronní detekce.

Princip funkce detektoru AM s automatickou fázovou synchronizací je velmi podobný funkci stereofonního dekodéru s AFS. Vstupní (mezifrekvenční) signál je veden jednak přímo do vlastního demodulátoru (obr. 147), jednak do obvodu AFS. Místní, napětím řízený oscilátor kmitá v tomto přípa-



Obr. 147. Blokové zapojení synchronní detekce s AFS v mf zesilovači 468 kHz

dě na kmitočtu asi 468 kHz. Vstupní signál je fázově porovnáván ve fázovém detektoru se signálem místního oscilátoru. Chyběvý napětí po filtraci nežádoucích složek ovládá napětím řízený oscilátor. Signál napětí řízeného oscilátoru ve vhodných okamžicích přepíná potom vlastní demodulátor. Ke správné funkci celého obvodu je v tomto případě nutný fázovací člen, který posouvá fázi nosné vlny ve vstupním signálu o 90° . Z principu systému AFS totiž vyplývá, že v zasynchronizovaném stavu je mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru konstantní fázová odchylka asi 90° . U stereofonního dekodéru není tato skutečnost na závadu. Fázový posuv o 90° na kmitočtu 19 kHz znamená posuv 180° na kmitočtu 38 kHz. Posuv fáze obnovené pomocné nosné vlny o $\pm 180^\circ$ znamená pouze, jak vyplývá ze základních vlastností stereofonního signálu [5], reverzaci levého a pravého kanálu. U detektoru AM posuv nosné vlny o 90° by znamenal, jak bylo již dříve uvedeno, že na výstupu synchronního detektoru by bylo nulové výstupní napětí. Nežádoucí fázový posuv je proto nutno kompenzovat obvodem, který rovněž posouvá fázi nosné vlny o 90° .



Obr. 148. Zapojení synchronní detekce s AFS

Na obr. 148 je zapojení synchronního detektoru s automatickou fázovou synchronizací. Vzhledem k tomu, že zapojení je převzato ze zahraniční literatury [6], je pochopitelné, že obsahuje i zahraniční polovodičové součástky. Jedná se zde ovšem o součástky, které lze jednoduše nahradit tuzemskými typy TESLA. Uvedené zapojení je velmi jednoduché a poskytuje velké možnosti nejen k experimentování, ale k případnému zlepšení kvality amatérských přijímačů pro příjem AM.

Z obr. 148 vyplývá též funkce celého zařízení. Vstupní signál z mezikfrekvenčního zesilovače je přiveden jednak přes fázovací člen $R_1 C_1$ na vstup integrovaného obvodu IO_1 , jednak na jeden ze vstupů vlastního synchronního detektoru AM (T_4 , T_5 , T_6). Mf signál je v obvodu IO_1 dostatečně zesílen a omezen. Proto bude na výstupu IO_1 nosná vlna zbavena modulace a díky omezovacím vlastnostem IO_1 bude mít konstantní amplitudu. Filtr, nutný ke správné funkci systému AFS, je tvořen integračním článkem R_6 , C_8 (R_6 je vnitřní odporník IO_1 na vývodu 8). Napětím řízený oscilátor je realizován tranzistor T_2 a T_3 , které jsou zapojeny jako astabilní multivibrátor s emitorovou vazbou. Kmitočet se ovládá zdrojem konstantního proudu s tranzistorem T_1 , zapojeném v emitorových obvodech tranzistorů T_2 a T_3 . Změnou napětí na bázi T_1 bude se měnit emitorový proud tranzistorů T_2 a T_3 , což má v tomto případě za následek i změnu kmitočtu astabilního multivibrátoru. Proto je také výstup 8 z IO_1 připojen k bázi tranzistoru T_1 .

Signál z astabilního multivibrátoru je přiveden jednak symetricky na báze tranzistorů T_4 a T_5 v synchronním detektoru, jednak nesymetricky přes kondenzátor C_6 na vstup fázového komparátoru v obvodu IO_1 . Demodulovaný signál je odebrán z kolektoru tranzistoru T_4 . Obvyklý výstupní filtrační člen je zde realizován odporem R_{14} a kondenzátorem C_{16} .

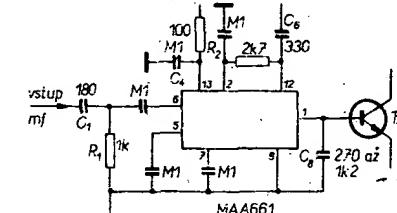
Nastavit synchronní detektor s automatickou fázovou synchronizací je velmi jednoduché. Celé zařízení připojíme k mezikfrekvenčnímu zesilovači a za předpokladu, že ten správně pracuje, stačí nastavit správné trimr R : na vstup mf zesilovače přivedeme signál 468 kHz s nf modulací; bázi tranzistoru T_1 připojíme stejněnosměrný voltmetr (Avomet II), jímž změříme napětí v tomto bodě bez vstupního signálu 468 kHz. Potom budeme sledovat velikost tohoto napětí po připojení vstupního signálu. Otáčíme-li nyní jemně běžcem trimru R , bude mít ručka měřidla

určitou výchylku (nezáleží na tom, zda směrem ke kladným nebo záporným hodnotám vzhledem k původnímu napětí), v určité poloze běžce trimru bude výchylka maximální; pak se začne zmenšovat, dosáhne původní velikosti a opět se bude dále zmenšovat, až dosáhne minima. Trimr je optimálně nastaven tehdy, je-li napětí v měřeném bodě (na bázi T_1) stejně jako napětí bez vstupního signálu; „rozařadováním“ trimru kolem této polohy se napětí jednou zvětšuje a podruhé zmenšuje.

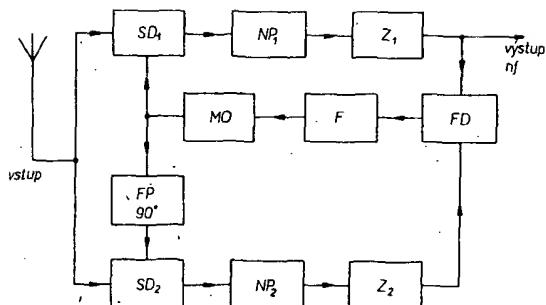
Jak vyplývá z výše uvedeného popisu funkce, je obvod TBA120 využit jednak jako omezovač, jednak jako fázový komparátor. Obě tyto funkce může splnit obvod TESLA MAA661. Cinnost omezovače je zde stejná jako u mezikfrekvenčního zesilovače FM – má za úkol zbavit nosnou vlnu amplitudové modulace. Funkce fázového komparátoru se liší jen nepatrně od běžného zapojení koincidenčního detektoru s fázovým článkem, určeného k demodulaci kmitočtově modulovaného signálu. Z obr. 149 je zřejmá nahrazena obvodu TBA120 obvodem MAA661.

Zatím jsem uvažovali o použití synchronního detektoru v přijímači AM pouze jako doplňku ke klasickému mezikfrekvenčnímu zesilovači. Jak bude dále ukázáno, můžeme synchronního detektoru s AFS využít i tak, že lze místo klasického mf zesilovače použít jednoduchý mezikfrekvenční zesilovač. Tento způsob detekce nevyžaduje pro svou funkci přítomnost nosné vlny, ale pouze postranních pásům.

Na obr. 151 je znázorněn princip zapojení [7]. Signál přijatý anténnou je synchroně detekován (směšován) se signálem místního oscilátoru. Předpokladem správné funkce je,



Obr. 149. Fázový komparátor s MAA661



Obr. 151. Blokové zapojení přijímače pro synchronní příjem s AFS

Hybridní integrované obvody

Hybridní integrované obvody patří k součástkám, které u nás dosud byly amatérskou veřejností zcela opomíjeny. Důvod k tomu jistě nespočívá v hybridních obvodech samých (v jejich vlastnostech), ale především v jejich nedostupnosti v běžné obchodní síti. Doufáme však, že se tento stav změní a tyto perspektivní součástky upoutají na sebe důvěru zaslouženou pozornost. Proto také přinášíme o těchto obvodech alespoň stručnou informaci. Zopakujeme si nejdříve základní informace.

Hybridní integrované obvody jsou elektronické součástky v kulatých nebo obdélníkovitých pouzdroch s větším množstvím vývodů (počet vývodů se většinou pohybuje mezi 8 až 24). Pouzdro obsahuje nosnou destičku, na které jsou vyrobeny určité obvody, vytvořené částečně přímo na destičce (spojy, odpory), a dále prvky vkládané (a propojené s ostatními obvody na destičce tenkými drátky). Vkládanými prvky jsou nejčastěji čipy tranzistorů, diod nebo monolitických integrovaných obvodů, dále pak různé diody, kondenzátory a jiné miniaturní elektronické součástky. V současné době se nejvíce používají při výrobě hybridních integrovaných obvodů dva základní druhy technologií a sice technologie tlustovrstvová a tenkovrstvová.

U hybridních integrovaných obvodů vyrobených technologií tlustých vrstev tvoří základ keramická destička, na níž je z různě vodivých past většinou sítotiskem vytvořena síť propojovacích cest a odporů. Po tepelném zpracování nanesených past se do obvodu montují vkládané prvky (tranzistory atd.). Vkládaný prvek se do obvodu většinou vlepuje vodivým tmelem, potom se propojí hliníkovými drátky, které se spojí termokompresí nebo ultrazvukovým svářením nebo lepením vodivým tmelem. Kompletně smontované obvody se ještě před zapouzdřením testují a podle výsledku se upravují (zvětšují), „tištěné“ odpory zmenšením vodivých průřezů tak, aby celý obvod plnil předepsanou funkci.

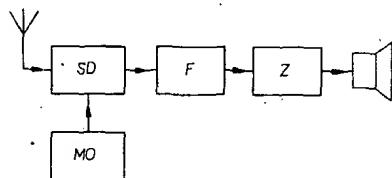
U obvodů vyrobených technologií tlustých vrstev se opět nejdříve vytváří na základní destičce (tentokrát skleněné nebo korundové) spojová síť (cesty vytváří tenká napařená vrstvička zlata) a síť odporů. Odpory jsou vytvořeny v tence napařené vrstvě chrómu a mají zpravidla tvar pásku nebo meandru. Tyvry odporových i vodivých cest se vytvářejí leptáním, kterému předchází fotografické maskování. Po vytvoření obvodu na základní destičce již přichází operace podobné jako u obvodů vytvořených technologií tlustých vrstev (vkládání čipů, kontaktování atd.).

Jak je i z tohoto málo zevrubného popisu patrné, je výroba hybridních integrovaných obvodů poměrně složitou, pracnou a tedy i drahou záležitostí. Nabízí se otázka, co vlastně odůvodňuje existenci těchto obvodů, proč se vyrábějí. Odpověď je jednoduchá. Hybridní technologie umožňuje zaplnit mezeru ve schopnostech technologie monolitické. Proto se také vyrábějí pouze takové druhy obvodů, které nelze vyrábět monolitickou technologií. Je známo, že technologie výroby bipolárních a unipolárních (polem řízených) tranzistorů jsou těžko slučitelné, což přineslo některým výrobcům značné zklamání při pokusech vyrobit monolitický operační zesilovač s tranzistory řízenými polem na vstupu. Hybridní integrovaný obvod, obsahující čip s dvojicí tranzistorů řízených polem a čip běžného operačního zesilovače (kromě dalších podružných obvodů) je

že signál místního oscilátoru má správný kmitočet a správnou fázi. Požadavkem je zde, jako v předchozím případě, aby napětí z místního oscilátoru a přijímaný signál byly vzájemně poootočeny o 90° (a to i tehdy, je-li nosná vlna na vysílači straně potlačena). Na výstupu detektora obdržíme potom demodulovaný nízkofrekvenční signál. Zvukový kmitočet je potom dálé filtrován nízkofrekvenčním průpustním a zesílen.

Výhody popsaného způsobu detekce jsou zřejmé. Vzhledem k tomu, že vůbec nevznikne signál rozdílového kmitočtu, je vyloučen příjem zrcadlového signálu. Nízkofrekvenční propust, zařazený za demodulátorem, umožňuje získat přijímač libovolné selektivity. Je těž zřejmé, že selektivita přijímače může být velmi jednoduše měněna přepínáním charakteristiky ní propusti. Nosný kmitočet amplitudově modulovaného signálu se v tomto případě nezúčastňuje demodulačního pochodu a proto, jak již bylo řečeno, nemusí být vysílán; navíc může být detekován i velmi slabý vstupní signál. Zisk přijímače v tomto případě lze s výhodou zvolit volbou zisku ní zesilovače.

Na obr. 150 je podrobnější blokové zapojení uvažovaného synchronního přijímače,



Obr. 150. Princip přijímače pro synchronní příjem

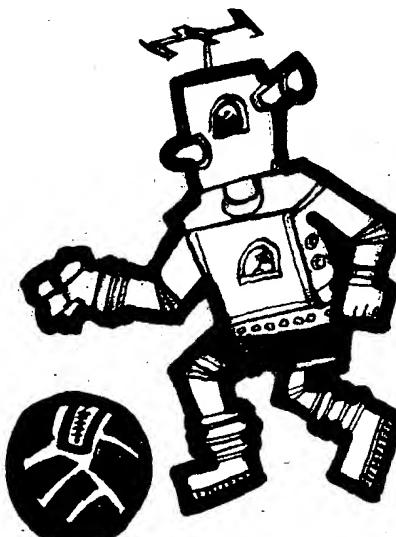
na kterém je těž ukázán způsob synchronizace místního oscilátoru. Jak je vidět z obrázku, má přijímač dvě přijímací cesty. Každá z těchto cest má samostatný synchronní detektor SD₁ a SD₂, na které se přivádí signál z místního oscilátoru MO. Na detektor SD₁ se signál z oscilátoru MO přivádí přímo, zatímco na detektor SD₂ se přivádí signál fázově posunutý o 90° . Pro snadnější porozumění způsobu řízení napětí místního oscilátoru předpokládejme, že místní oscilátor je ve fázi s nosnou vlnou signálu AM. Potom na výstupu synchronního detektora SD₁ bude demodulované napětí maximální, zatímco na výstupu detektora SD₂ bude výstupní napětí nulové. Předpokládejme, že se fáze napětí místního oscilátoru nepatrně odchylí od správné velikosti. Demodulované napětí ze synchronního detektora SD₁ se prakticky nezmění, zato se však na výstupu detektora SD₂ objeví demodulované napětí. Polarity tohoto napětí (vzhledem k polaritě napětí na výstupu detektoru SD₁) závisí na fázové odchylce místního oscilátoru. Pókud bude fázová odchylka malá, bude amplituda demodulovaného napětí z detektoru SD₂

průměrná této odchylce. Na výstupu fázového detektoru FD, na kterém se srovnávají napětí z obou detektorů, se objeví stejnosměrné napětí, které automaticky nastaví správnou fázi místního oscilátoru. Zapojení je doplněno ještě dvěma ní propustmi NP₁ a NP₂, nf zesilovači Z₁, Z₂ a filtrem F nutným pro správnou funkci systému AFS.

U popsaného systému je jedno nebezpečí. V modulačních přestávkách vypadne totiž místní oscilátor ze synchronizace. Při opětné modulaci dosáhne místní oscilátor za určitou dobu opět synchronizace. Systém lze však navrhnut tak, že čas potřebný k dosažení synchronizace je velmi krátký, takže případně zkrášlení při nezasynchronizovaném místním oscilátoru není patrné ani při přenosu řeči. Obsahuje-li vstupní signál šum, lze snadno zachovat správnou fázi místního oscilátoru díky úzké šumové šířce systému AFS až do takových šumových parametrů, při nichž demodulovaný nf signál nelze již použít.

Literatura

- [1] Kanevskij, M.; Finkelštejn, M.: Fluktuacionnaja pomecha i obnaruženie impulznyx radiosignalov. Goseangozoizdat: Leningrad 1963.
- [2] Příklady použití integrovaného obvodu MAA661 pro mf FM zesilovače s detektorem a nf předesilovačem. Technické zprávy TESLA Rožnov 1975.
- [3] Kryška, L.: Tuner-kit 74 stereo. RK č. 6/1975.
- [4] Kryška, L.; Teska, V.: Stereofonní dekódér s automatickou fázovou synchronizací. AR č. 6, 7, 8/1973.
- [5] Mack, Z.: Některé vlastnosti stereofonního rozhlasového přenosu. Rozhlasová a televizní technika č. 2/1967, s. 40.
- [6] Super – PLAM. Elektor, červen 1975, s. 22.
- [7] Šobotka, Z.: Automatická fázová synchronizace. ČSAV: Praha 1963.



klasickým příkladem obvodu, předurčeného k výrobě hybridní technologie. Další příklady bychom našli v obvodech pro výrobu techniku a jinde.

Největší československý výrobce hybridních integrovaných obvodů n. p. TESLA Lanškroun vyrábí v menších či větších sériích několik set typů hybridních integrovaných obvodů. Mezi nimi je skupina obvodů pro přístrojovou techniku, která obsahuje např. různé stabilizované zdroje, avšak především řadu vynikajících operačních zesilovačů, které svými parametry velmi užitčně doplňují skupinu monolitických operačních zesilovačů, vyráběných v n. p. TESLA Rožnov. Základní obvodový vývoj této skupiny hybridních integrovaných obvodů probíhal většinou ve Výzkumném ústavu matematických strojů. Rozdělme si skupinu hybridních obvodů pro přístrojovou techniku do tří hlavních skupin:

1. Operační zesilovače.
2. Stabilizované zdroje.
3. Ostatní obvody (spínače, převodníky apod.).

Operační zesilovače

Zcela ve smyslu výše uvedených zásad byly do výroby zavedeny (nebo se právě zavádějí) operační zesilovače s parametry, které nelze současnými možnostmi monolitické technologie zajistit. Dokážeme si to při výčtu jednotlivých typů současných uvedených hlavních parametrů.

WSH111 je rychlý a přesný inverzní operační zesilovač, charakterizovaný především vysokým tranzitním kmitočtem 10 MHz a rychlosťí přeběhu 200 V/μs. Mezi jeho další přednosti patří malý vstupní proud (typicky 5 nA), velký vstupní odpor a velký výstupní proud (20 mA). Zesilovač je svými vlastnostmi předurčen ke konstrukci širokopásmových zesilovačů, oscilátorů, aktivních filtrů a jiných obvodů, které kladou na zesilovač značné požadavky, pokud jde o kmitočet přenášeného signálu.

WSH115 je zesilovač, zkonztruovaný speciálně pro zpracování signálů impulsního charakteru. Proto je u něho kromě tranzitního kmitočtu (10 MHz) a rychlosti přeběhu (200 V/μs) sledována především tzv. doba ustálení. Tento parametr je důležitý nejen u impulsních zesilovačů, ale též u rychlých převodníků D/A, multiplexerů apod.

WSH216 je rychlý a přesný diferenční zesilovač, který se vyznačuje především malým teplotním driftem, velkým zesílením a vysokým tranzitním kmitočtem. Jeho vlastnosti mu dávají možnost uplatnit se v náročných přístrojových aplikacích, u nichž se vyžaduje velká napěťová stabilita a zároveň dobré dynamické vlastnosti. Namátkou uvedeme přesné komparátory, nízkouúrovňové měřicí zesilovače, logaritmické zesilovače apod.

WSH217 je první z řady tzv. „fetových“ operačních zesilovačů (tj. zesilovačů, vybavených na vstupech tranzistory řízenými polem). Vyniká velmi malými vstupními proudy (typicky kolem 5 pA) a dobrými dynamickými vlastnostmi (8 MHz, 50 V/μs). Dobře se uplatní při zpracování rychlých signálů ze zdrojů s velkou impedancí, při konstrukci vzorkovacích obvodů, špičkových detektorů apod.

WSH220 je levný typ univerzálního „fetového“ zesilovače, určený k všeobecnému použití v případech, u nichž se požadují malé vstupní proudy (typicky kolem 5 pA). Vyznačuje se výbornými provozními vlastnostmi. V dynamických parametrech se zhruba shoduje s monolitickým operačním zesilovačem MAA725.

Podobné vlastnosti má i **WSH218**, který je však o třídu lepší ve vstupních proudových (vstupní proud typicky pod 1 pA) i napěťo-

vých parametrech (drift řádu jednotek $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$).

WSH219 je přístrojový operační zesilovač s malými vstupními proudy (typ. kolem 0,2 pA), s malým driftem vstupního zbytkového napětí, max. $2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typicky pod $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Provozními vlastnostmi se podobá zesilovači MAA725. Uplatní se především v náročných přístrojových aplikacích, vyžadujících malé vstupní proudy a dobrou napěťovou stabilitu, ale bez nároků na dynamické vlastnosti. Budou to hlavně pomalé měřicí zesilovače a integrátory s velkou impedancí, potenciostaty, pH-metry, logaritmické zesilovače apod.

WSH223 je elektrometrický operační zesilovač s extrémně malými vstupními proudy, typicky řádu 10^{-14} A. Dynamickými vlastnostmi se podobá zesilovači MAA741. Jeho vlastnosti umožňují realizovat kvalitní dlouhodobé integrátory, analogové paměti, fotometrické zesilovače, zesilovače ionizačních proudů apod.

Všechny dosud uvedené typy hybridních operačních zesilovačů obsahují obvody, zajišťující jak ochranu vstupů proti napěťovému přetížení, tak ochranu výstupu proti proudovému přetížení (zkratu). Kromě toho umožňují jednoduše nulovat vstupní napěťové symetrie jediným prvkem (trímer) a obvody fázové korekce (pokud jsou vůbec třeba) jsou zpravidla velmi jednoduché (jeden kondenzátor – kromě WSH219). To všechno jsou okolnosti, které aplikátorům usnadňují práci a tím zároveň zakládají dobrou pověst, která tyto obvody předchází.

Dosud uvedené hybridní obvody patřily k tzv. přimovázaným operačním zesilovačům. Ve stadiu přípravy výroby je diferenční modulační operační zesilovač **WSH222**, který má až neuvěřitelně dobré vstupní napěťové vlastnosti. Typická vstupní napěťová nesymetrie je kolem $2 \mu\text{V}$, teplotní součinitel je menší než $0,05 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Časový drift je menší než $1 \mu\text{V}$ za rok a šumové napětí v pásmu 1 Hz je menší než $0,2 \mu\text{V}$ (mezivzrchní hodnota). Z dalších důležitých vlastností jmenujeme velké stejnosměrné zesílení (10^9), malý vstupní proud (max. 100 pA), velký vstupní odpor ($10^{11} \Omega$) a malý kladový napěťový proud (asi 0,7 mA). Z toho je patrné, že tento obvod bude užitečný při zpracovávání velmi malých signálových napětí např. z termočlánků apod.

Do skupiny operačních zesilovačů snad můžeme zařadit i zesilovač proudu **WSH125**, umožňující zvětšit výstupní proud všech čs. operačních zesilovačů až na 100 mA, použitelný až do kmitočtu 8 MHz (při plném výkonu).

Obvodově ukončená řada tak zvaných měřicích zesilovačů WSH526 až WSH529 je schopna svými možnostmi způsobit revoluci v konstrukci měřicích přístrojů nejrůznějšího zaměření. Budeme si proto přát, aby příprava jejich výroby proběhla bez komplikací v čase co nejkratším.

Stabilizované zdroje

Aplikačně nejzajímavější představitel této skupiny je dvojitý stabilizátor **WSH913**, určený především k napájení operačních zesilovačů. Tento hybridní integrovaný obvod má pět hlavních svorek. Dvě svorky pro vstupní, nestabilizované napětí kladná a záporná polarity, které může být v rozmezí 18 V až 36 V (pro výstupní napětí 15 V), dále svorky výstupního stabilizovaného napětí a svorku zemnici. Další vývody umožňují přesně nastavit symetrii obou větví stabilizátoru, výstupní napětí na zvolenou velikost jinou, než na jakou byl stabilizátor nastaven při výrobě, dalšími vývody jsou vývody obvodů nastavitelné elektronické pojistiky s výhodným průběhem přetížovací charakteris-

tiky a konečně vývod referenčního napětí, který způsobí při zkratu na zem zmenšení výstupního napětí obou větví zdroje až téměř k nule (možnost elektronického vypínání zdroje). Cínitel stabilizace je větší než 1000, výstupní odpor menší než $0,2 \Omega$. Šum na výstupu stabilizátorů je menší než $100 \mu\text{V}$ a teplotní součinitel výstupního napětí je menší než $0,03 \%/^\circ\text{C}$. Tyto parametry umožňují, aby napětí ze stabilizátoru sloužilo nejen jako napájecí napětí operačních zesilovačů, ale i v méně přesných aplikacích vyhoví i jako napětí referenční. Maximální výstupní proud (100 mA z každé větve) umožňuje napájet současně větší množství operačních zesilovačů (podle jejich spotřeby).

Velmi jednoduchou úpravou (přidáním dvou komplementárních tranzistorů) můžeme výstupní proud zvětšit až na několik amperů (budou-li mít výkonové tranzistory dostatečně velký stejnosměrný proudový zesilovací činitel).

Pětivoltový stabilizátor **WSH914** je hybridní integrovaný stabilizátor, určený k napájení číslicových integrovaných obvodů. Obvod je umístěn ve stejném pouzdru, v jakém se dodávají výkonové tranzistory, např. KD602. Stabilizátor má jen tři svorky – vstupní, výstupní a společnou zemnici. Maximální výstupní proud je větší než 1 A, obvod je chráněn pojistkou proti přetížení proudovému i tepelnému. Jeho výroba však zřejmě ztratí význam v okamžiku, kdy budou na trhu levnější pětivoltové monolitické stabilizátory z n. p. TESLA Rožnov, které mají přibližně stejně vlastnosti.

Velmi zajímavý hybridní obvod je referenční zdroj **WSH924**. Jde opět o třisvorkový stabilizátor (vstup, výstup, společná zem), použitelný jako zdroj referenčního napětí třídy 0,01 %. Výstupní napětí je $4,892 V \pm 5 \text{ mV}$, vstupní napětí může být v rozsahu +9 až +36 V. Zdroj lze zatěžovat proudem až 5 mA obou polarit. V případě nutnosti je možno zatížitelnost zvětšit přidáním tranzistoru vodivosti n-p-n (zvětšení kladného výstupního proudu), nebo p-n-p (zvětšení záporného výstupního proudu), případně výkonovým zesilovačem **WSH125** (zvětšení zatížitelnosti proudem obou polarit). Činitel stabilizace je větší než 30 000, výstupní odpor menší než $20 \text{ m}\Omega$. Teplotní součinitel výstupního napětí je menší než $0,001 \%/^\circ\text{C}$. Šum na výstupu je asi $20 \mu\text{V}$. Referenční zdroj je zkratuvzdorný. Výstupní napětí lze snadno nastavovat přesně na 5 V.

Ostatní obvody

Kromě hybridních integrovaných operačních zesilovačů a stabilizátorů se v n. p. TESLA Lanškroun vyrábí nebo připravuje do výroby řada dalších obvodů pro přístrojovou techniku, umožňujících uplatňovat moderní přístup při konstrukci měřicích zařízení i jiných obvodů. Jsou to například vícenásobné buďce spínacích tranzistorů MOS, které převádějí logické úrovně na úrovně, potřebné k buzení bezkontaktních spínačů. Dále dvojité nebo trojité kompletní bezkontaktní spínače, sloučitelné přímo s výstupy logických členů TTL. Byl využit kompletní osmibitový převodník D/A, který se začíná vyrábět pod označením **WTS002**.

Na konferenci o hybridních obvodech v Olomouci v roce 1976 byl vystaven prototyp číslicového panelového voltmetru, který obsahuje tři hybridní integrované obvody a několik dalších součástek. Ve dvou obvodech byla soustředěna celá číslicová část voltmetru, analogová část byla umístěna ve třetím.

Na vzorkovacích sériích bylo ověřeno několik set druhů hybridních integrovaných obvodů, využitelných v nejrůznějších odvětvích elektroniky. Je škoda, že stávající kapacita výroby odděleni hybridních obvodů v n. p. TESLA Lanškroun neumožňuje větší rozšíření těchto perspektivních součástek v československé elektronice.

Podrobnější informace o hybridních integrovaných obvodech lze najít v článku, který vychází na pokračování v AR řady A od čísla 11/1977.

Literatura

- [1] Dostál, J.; Kudrnovský, M.; Haas, K.: Osobní informace.
- [2] Podklady pro katalogové listy hybridních integrovaných obvodů (v tisku).
- [3] Sborník přednášek celostátní konference Hybridní integrované obvody Olomoec 1976.

Integrované obvody pro dekodéry barevných televizních přijímačů

Integrované obvody MCA640, MCA650 a MCA660 jsou určeny pro dekodér barvovosného signálu v soustavě SECAM a pro univerzální dekodér SECAM/PAL, u něhož jsou doplněny ještě integrovaným obvodem MBA540. Uvedené integrované obvody jsou ekvivalentní integrovaným obvodům firmy Philips TCA640, TCA650 a TBA540.

V soustavě SECAM se přenáší rozdílové signály B-Y a R-Y barev kmitočtově modulovaným signálem nosné vlny barev a to postupně, během jedné řádkové periody vždy jen jeden signál. K tomu, aby se vytvořil současný signál, používá se paměťový obvod – zpožďovací vedení s dobou zpoždění rovnou řádkové periodě.

V soustavě PAL se rozdílové signály přenášíjí amplitudově modulovaným signálem s potlačenou nosnou vlnou. Složka B-Y moduluje nosnou vlnu, která má referenční fázi. Složka R-Y moduluje nosnou vlnu, jejíž fáze se liší od referenční o 90°. Tato rozdílová fáze je +90° a -90° střídavě po řádkových periodách. Vektor představující nosnou vlnu barev je komplexně srovnán s vektorem, odpovídajícím nosné vlně barev předcházející o řádkovou periodu. To umožňuje odstranit fázové chyby v přijímači obvodu se zpožďovacím vedením s dobou zpoždění odpovídající řádkové periodě.

Odiňané zpracování signálu v obou sestavách využívá rozdílné dekodovací obvody. Stejnou funkcí mají pouze zpožďovací vedení 64 μs a generátor přepínacích impulsů s polovičním řádkovým kmitočtem. Z ekonomických důvodů se používá jen jedno ultrazvukové zpožďovací vedení, což ovšem vyžaduje složitější elektronické přepínání, které však při použití integrovaných obvodů není problémem. Funkce dekodéru se přepínají pouze jedním ovládacím napětím. Ve srovnání s univerzálními dekodéry, které používají konverzi signálu jedné soustavy na signál, který se pak demoduluje stejným způsobem jako signální druhé soustavy, zlepšuje přímé demodulaci jakožto barevného zobrazení.

Integrovaný obvod MCA640 po doplnění vnějšími obvody z diskrétních součástek (viz schéma na obr. 152) tvoří zesilovač barvovosné vlny. Vstupní signál se přivádí přes pásmovou propust s proměnnou amplitudově kmitočtovou charakteristikou. Při signálu SECAM má charakteristiku typu „zvon“ – úzké pásmo, při signálu PAL má plochý průběh pásmu barvovosného signálu. Symetrický nebo nesymetrický vstupní signál se přivádí na vývody 3 a 5. Na obou vstupech musí být stejnosměrná složka 2,5 V. Funkce zesilovače se ovládá napětím na vývodu 4. Při úrovni 0 až 1 V omezuje zesilovač mezi vlnovou frekvencí vstupního signálu (který je symetrický mezi vývody 1 a 15) na 2 V, počínaje od vstupního signálu 15 mV. Tato funkce je při příjmu signálu SECAM. Při příjmu signálu PAL se úroveň napětí na vývodu 4 nastaví mezi 7 V a napájecím napětím.

Zesilení zesilovače se řídí v rozmezí 26 dB napětím z obvodu samočinného řízení zisku, přiváděným na vývod 16 (zmenšováním napětí od +1,2 V). Při příjmu signálu SECAM nesmí napětí na vývod 16 překročit +0,5 V, aby se nevyřadily z funkce identifikační obvody. Výstupní signál PAL má rozkmit 0,5 V, synchronizační impulsy barev 1 V. Z výstupu zesilovače se zavádí stejnosměrná zpětná vazba na vstupy. Kladné impulsy zpětných řádkových běhů, přiváděné na vývod 6, zatemňují výstupní signál a současně klicují synchronizační impulsy barev pro obnovení nosné vlny barev při dekódování v systému PAL (vývod 13). Impulsy ovládají též klopný obvod, který vytváří přepínací napětí pravoúhlého průběhu o polovičním řádkovém kmitočtu, které jsou na vývodu 12. Synchronizační impulsy barev PAL a vyklikávaná nosná vlna v druhé polovině zatemněného řádkového intervalu v signálu SECAM korigují přes identifikační obvody fázové přepínací napětí a ovládají vypínač barev. Identifikace signálu SECAM tímto způsobem vyžaduje, aby obvod LC, připojený na vývod 11, byl naladěn na 4,25 MHz ($C = 470 \text{ pF}$). Identifikace podle identifikačních impulsů identifikací v zatemněném intervalu mimo synchronizační impuls mají trvání až 3 μs. Uroveň černé na výstupu jasového signálu – vývod 1 – se mění napětím pro řízení jasu přiváděným na vývod 14. Regulačnímu napětí 5,7 V odpovídá výstupní úroveň černé 4,2 V. Uroveň černé v době mezi kločovacími impulsy udržuje kondenzátor, zapojený mezi vývody 14 a 15. Na vývod 3 se přivádí zatemňovací impulsy. Obvody uvnitř integrovaného obvodu jsou vytvořeny tak, že umožňují volit mezi dvěma alternativami: zatemnění s úrovní černé nebo pevné úrovni v zatemněném intervalu. Urovň černé v jasovém signálu se dosáhne při úrovni impulsu -1,5 až -10 V. Pevná úroveň 4,2 V na výstupu se nastavuje při úrovni impulsu od +2 do +12 V. Jinak úroveň na vývodu 3 musí být mezi -0,7 až +0,7 V, aby se nehněděl přenášený signál. Na rozdíl od jasového signálu rozdílové signály barev nemají obnovou stejnosměrnou složku, na což se musí pamatovat při návrhu obrazových zesilovačů, budících obrazovku.

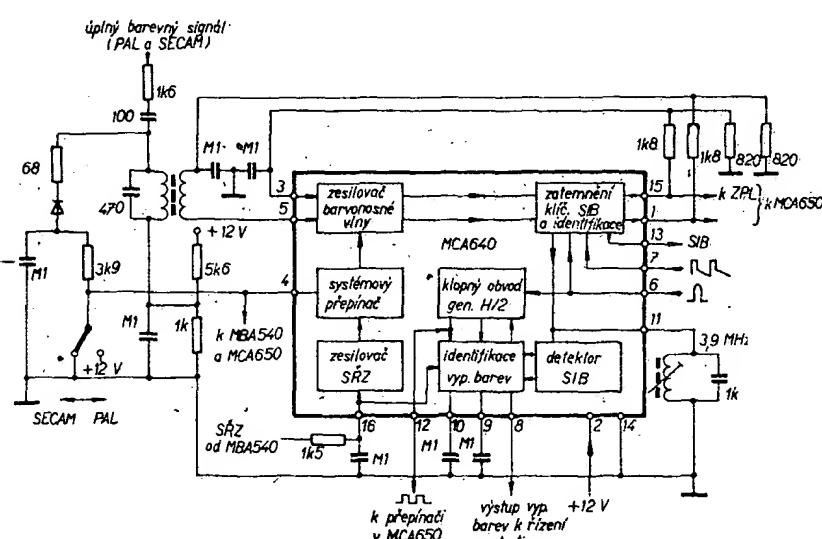
Integrovaný obvod MCA650 (obr. 153) pracuje v obvodech demodulace barvovosné vlny. Na vstup se přivádí signál z výstupu zesilovače barvovosného signálu: na vývod 1 přes délič (typická vstupní mezi vlnovou frekvencí SECAM 200 mV a PAL 50 mV) a na vývod 3 přes zpožďovací vedení 64 μs. Při příjmu SECAM se signál nejprve omezí, aby se odstranila amplitudová modulace způsobená zpožďovacím vedením, které se přivádí na elektronický přepínač, který rozděluje rozdílové signály B-Y a R-Y. Při příjmu PAL se vytvoří nejprve součet a rozdíl obou vstupních signálů, čímž se oddělí signál B-Y a R-Y. Složka R-Y prochází přepínačem PAL, který odstraňuje řádkovou komutaci 180° mezi po sobě jdoucími řádky. V obou případech se elektronický přepínač ovládá napětím pravoúhlého průběhu polovičním řádkovým kmitočtem s amplitudou 3 V přiváděným na vývod 16 (z vývodů 12 MCA640).

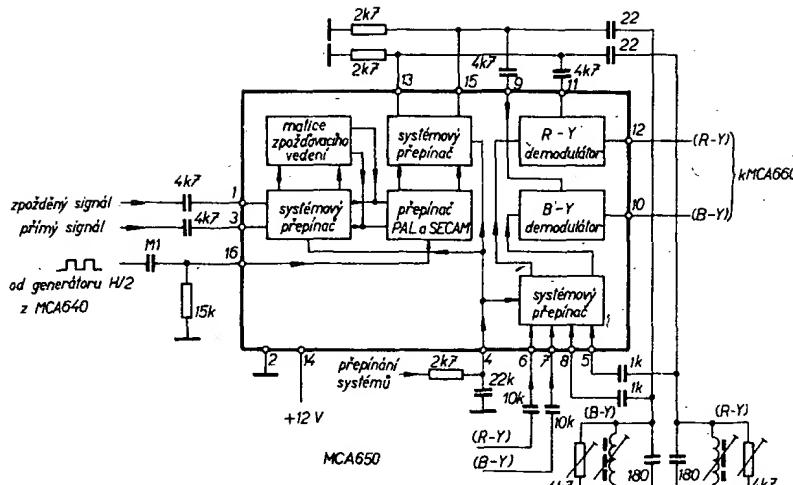
K demodulaci jak signálu PAL, tak i signálu SECAM se používají synchronní demodulátory. Při příjmu PAL se přivádí referenční nosná vlna na vývody 6 a 7. V případě příjmu SECAM se využívá přeměny kmitočtové modulace na řádkovou na laděném obvodu (vytváří se referenční vlna, která má fázový posuv závislý na kmitočtu). Rezonanční obvod pro demodulátor R-Y, z něhož se přivádí signál na vývod 5, je laděn na 4,4 MHz (rozdílový signál odpovídající nepeštře barev musí mít na výstupu stejnou úroveň, jaká je při zatemněním signálu). Tluměním rezonančního obvodu lze měnit rozkmit výstupního signálu z demodulátoru. Rezonanční obvod B-Y je laděn na $f_0 = 4,25 \text{ MHz}$. Vstupní signály z demodulátorů na vývodech 10 a 12 (typická mezi vlnovou frekvencí R-Y je 1,1 V, B-Y 1,7 V) obsahují zbytky z dvojčasobným kmitočtem barvovosné vlny, které je nutno potlačit vnitřními obvody. V případě SECAM je třeba zavést u výstupních signálů dezmifazovou korekci. Přepínání funkcí SECAM/PAL zajišťuje řídíci napětí přiváděné na vývod 4 v úrovni odpovídajících přepínání na integrátoru MCA640.

Integrovaný obvod MCA660 (obr. 154) je určen k řízení kontrastu, sytosti a jasu. Kontrast řídí při společném ovládání elektronického potenciometru, jeden pro jasový signál, druhé dva pro rozdílové

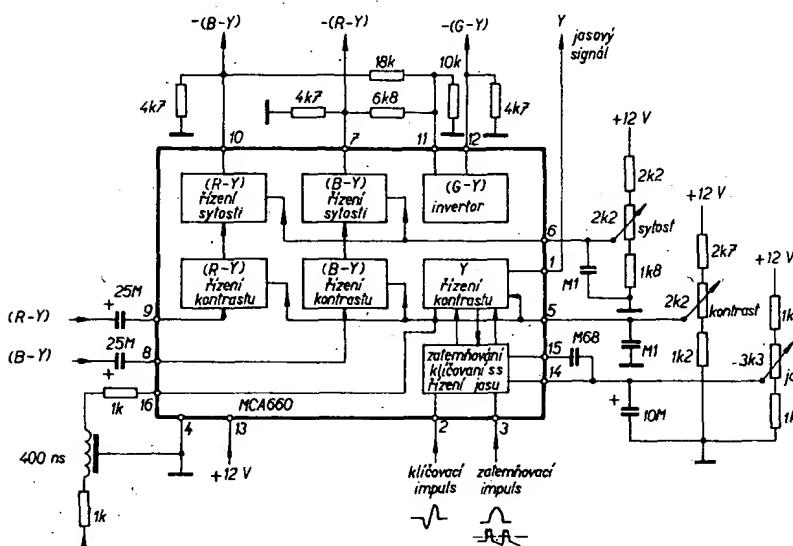
amplitudové synchronizační impulsy barev se řídí v regulačních obvodech IO MCA640. Rídící napětí se odváže ze synchronizačních impulsů barev v IO MCA640 a odvádí se z vývodu 9. Bez signálu je na tomto vývodu úroveň +4 V. Při správné velikosti signálu (SIB až 1,5 V) se pohybuje mezi 1 V a 0,2 V. Amplituda synchronizačních impulsů barev lze nastavit potenciometrem P_2 . Je-li fáze generátoru H/2 neprávní, napětí na vývodu 9 se zvětšíuje, současně spíná tranzistor vypínače barev, jehož kolektor je využíván na vývod 7. (V dekodéru s IO MCA640 se tento obvod nepoužívá). Pravoúhlé impulsy z generátoru H/2 se přivádějí na vývod 8 (1,5 V, vstupní impedance 3,3 kΩ).

V dekodérech použitých v BTVP, v nichž jsou uvedené IO použity, bývá často ještě další doplňující obvody. Pro dokonalejší představu je uvedeno na obr. 156 schéma dekodéru PAL/SECAM ty Loewe Opta. Konstrukčně tvoří tento dekodér modul, který je možné v přijímačích Loewe Opta nahradit běžně používaný dekodér PAL. Aby byla tato zámena





Obr. 153.



Obr. 154.

možná, jsou v dekódéru navíc obvody, které upravují vstupní a výstupní signály, jakož i ovládání napětí. Tyto obvody by se zredukovaly v případě, že by přijímač byl přímo řešen s uvedeným univerzálním dekódérem. Dále se používají tranzistorové zesilovače na tvarování klíčovacích a zhásecích impulů z impulů těkých zpětných běhů a z impulů snímkových zpětných běhů. Podobné tvarovací obvody by se však použily, i kdyby se nepožadovala zaměnitelnost modulů. V modulu dekódéru je táz zesilovač signálu pro oddělovač synchronizačních impulů, který s dekódovacími obvody funkčně nesouvisejí. Neobvyklé, rovněž podmínené zaměnitelností modulů, je zapojení zesilovače jasového signálu. Úspornější by bylo zapojení zpožďovacího vedení v jasovém kanálu (tomto případě je mímo modul) i s odladovacím barvonosným vlny před vstupem IO TCA660B a k zatemňování jasového signálu využít obvody tohoto IO.

Přímo v obvodech barevného dekódovače jsou ještě obvody, které jsme neuvedli v dřížich schématech. V prvé řadě je to automatický přepínač SECAM/PAL, tvůrčí zvláštní submodul. Barvonošný signál na vstupu dekódovače se odbočuje a přivedi na zesilovač a detektor s IO TBA120S, který demoduluje identifikační impulsy SECAM. Usměrněním impulsu se získá ovládání napětí, které se zesílí a uzavírá koncový stupeň třístupňového zesilovače. Tím se napětí na výstupu zmenší na úroveň odpovídající příjmu SECAM. Při příjmu PAL zůstává koncový stupeň otevřený a výstupní napětí působí 7 V. Synchronizační impulsy barev se vedou z IO TCA640 na IO TBA540 ještě přes klíčovací obvod, jehož laděním lze posuvat fázi referenční nosné vlny barev.

Dezmázové obvody upravující rozdílové signály z detektorů před jejich vstupem do IO TCA660B se připojují přes spinaci diody, ovládané přepínačem napětí PAL/SECAM.

U rozdílových signálů se obnovuje stejnosměrná složka diodovými obnovovači, za kterými následují emitorové sledovače.

Literatura

- Philips Data Handbook – Semiconductors and integrated circuits. Část 5b, březen 1977 – Consumer IC's.
- PAL/SECAM – decoder C8 für Chassis C 5000 a CP 42 Artikel – Nr. 291 – 72900 – 050 Loewe – Einbauanweisung – Abgleichanweisung.
- Technické podmínky pro integrované obvody MCA640, MCA650, MCA660 a MBA540.TESLA Rožnov.

VE ZKRATCE

50 let tranzistor řízeného polem

I když zní titulek tohoto článku na první pohled nadneseně, je prokázáno, že již v roce 1925, 22. října, přihlásil v Kanadě Edgar Lilienfeld k patentování „řízený prvek, u něhož lze proud mezi dvěma přívodními zónami ovládat třetím napětím mezi těmito přívodními zónami“. I když byly konány pokusy uskutečnit v praxi unipolární prvek, řízený elektrickým polem, nesetkaly se výzkumné práce u elektronek s úspěchem. K masovému použití tranzistorů řízených polem pak došlo až počátkem roku 1963 po objevení a zavedení planární techniky.

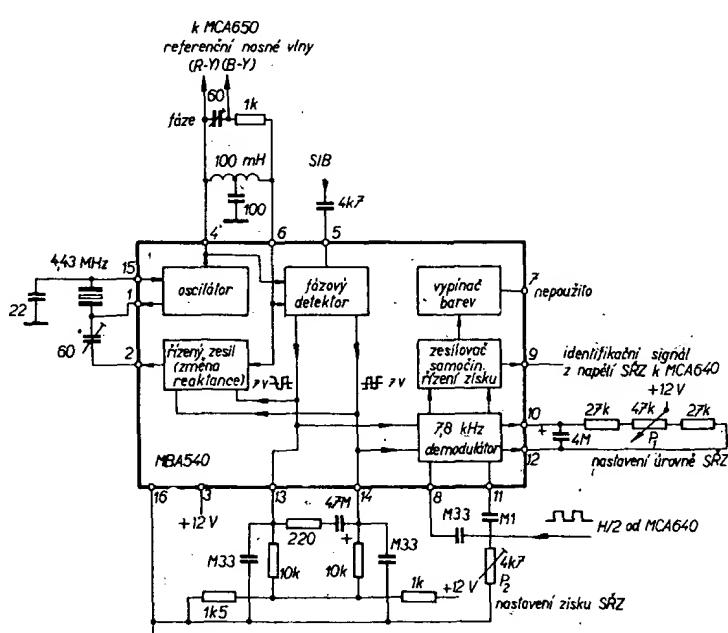
Páječka s články NiCd

Na trh byla uvedena páječka, napájená dobíjecími niklokaladmovými články, které jsou umístěny v její rukojeti. „Nažhavovací“ doba hrotu páječky je pouze 6 sekund. Po této době má pájecí hrot teplotu 375 °C. Na jedno nabíjení lze zapájet až asi 350 pájecích míst. Nabíjecí doba článků je 10 hodin.

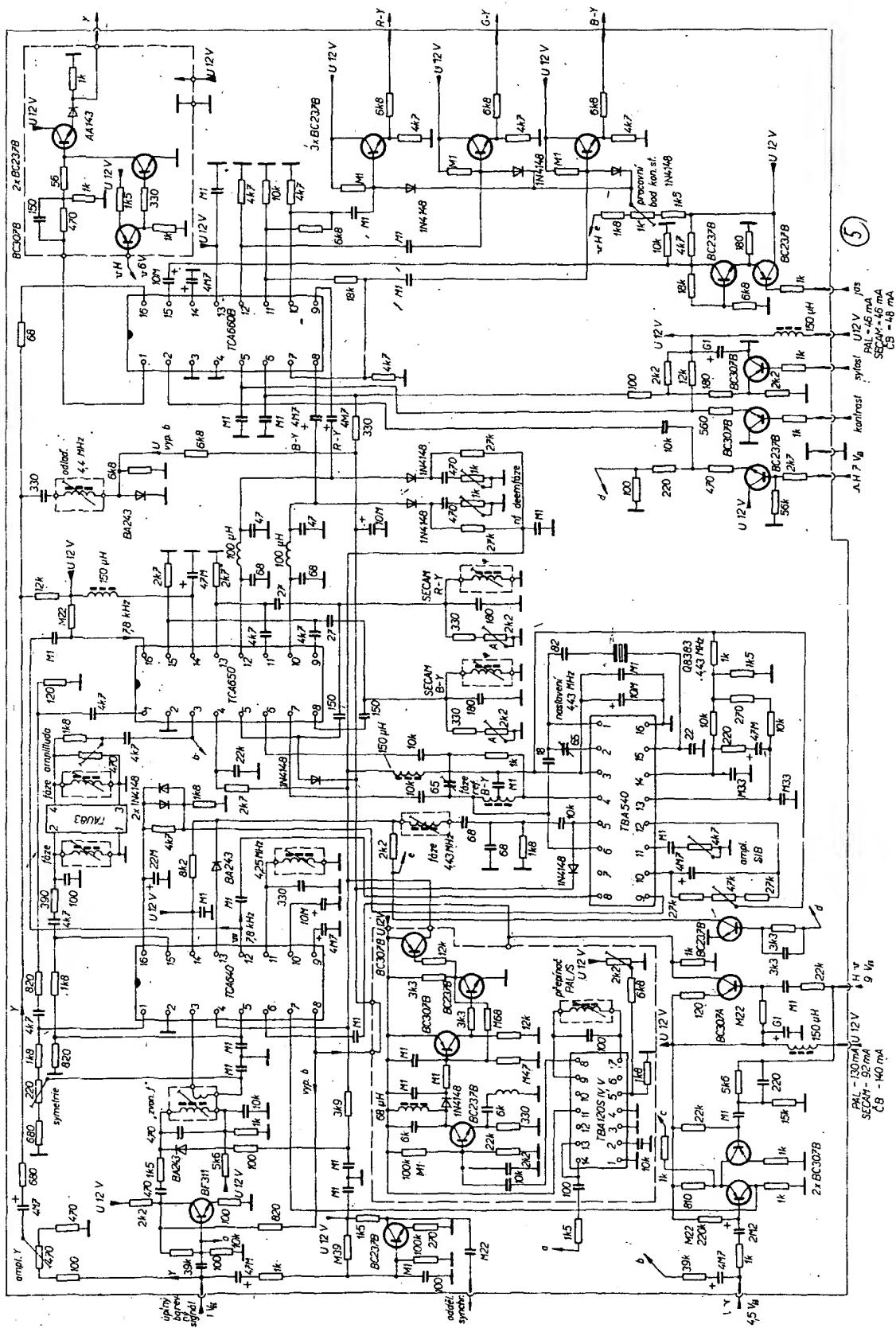
Páječka váží pouze 160 g a je dodávána výrobcem, firmou Cooper Group, s několika různými výměnnými hroty, jejichž výměna v páječce je velmi jednoduchá a rychlá.

Monolitické stabilizátory napětí

Firma Valvo uvedla na trh dvě řady monolitických stabilizátorů napětí, a to řadu μA7800 pro kladná výstupní napětí, a řadu μA7900 pro záporná výstupní napětí. Monolitické obvody jsou podle ztrát umístěny v pouzdrách T0-3, T0-220, T0-39 nebo T0-92. Dodávané obvody mají výstupní napětí v mezech 2,6 až 24 V, výstupní proud je podle typu 0,1, 0,5 nebo 1 A.



Obr. 155.



Obr. 156. Schéma dekódéru PAL/SECAM (Loewe Opta). Konstrukčný tvorí tento dekódér modul, ktorý je v súčasnosti využívaný v dekódériach PAL.

KONKURS AR – TESLA

15. září 1977 skončil konkurs AR – TESLA o nejlepší radioamatérské konstrukce. Do konkursu bylo přihlášeno celkem 41 konstrukcí. Vyhodnocení konkursu bude uvedeno v AR A1/1978.

Konkurs AR - TESLA připravujeme však i na rok 1978. A to zhruba stejných podmínek jako v minulých letech. Podrobné podmínky budou uveřejněny v AR A2/1978. Za zájem o účast v konkursu, který má dát určitý přehled o stavu výspěšnosti našich konstruktérů, i Vás - nezapomeňte si včas zajistit AR A2/1978!

Reproduktoři

Mikrofony

Zesilovače

Konektory

Polovodiče

Elektronky

Odpory

Kondenzátory

Televizní antény

Speciální prodejny

RADIOAMATÉR

**PRAHA 1, Žitná 7
PRAHA 1, Na poříčí 44**



**DOMÁCÍ POTŘEBY
PRAHA**

IHNED POŠLEME NA DOBÍRKU
na základě vaši objednávky na korespondenčním lístku:

REPROBOXY

ZG3 ... 3 W ... 4 Ω ... 305 Kčs ZG5 ... 5 W ... 15 Ω ... 390 Kčs
ZG20 ... 20 W ... 8, popř. 4 Ω ... 1090 Kčs

REPROBEDNY

ARS820 ... 15 W ... 4 Ω ... 630 Kčs

REPRODUKTORY

hloubkové

ARN567 ... \varnothing 165 mm ... 10 W ... 4 Ω ... 115 Kčs ARZ368 ... \varnothing 100 mm ... 3 W ... 8 Ω ... 80 Kčs

výškové

ARV081 ... \varnothing 75x50 mm ... 4 Ω ... 43 Kčs ARV088 ... \varnothing 75x50 mm ... 8 Ω ... 43 Kčs
ARV082 ... \varnothing 75x50 mm ... 8 Ω ... 44 Kčs ARV261 ... \varnothing 100 mm ... 4 Ω ... 50 Kčs
ARV265 ... \varnothing 100 mm ... 8 Ω ... 51 Kčs

Dále vám můžeme žaslat i některé náhradní díly kvůli spotřební elektroniky TESLA, integrované obvody, polovodičové prvky, odpory, kondenzátory aj.

náměstí Vítězného února 12
ZÁSILKOVÁ SLUŽBA **TESLA** 688 19 Uherský Brod

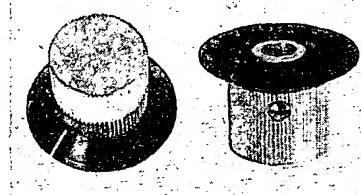
IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK

pro elektroniku
a přesnou mechaniku

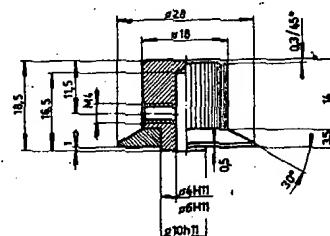


KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY

K 186 a K 184
na hřídele \varnothing 6 a 4 mm



- ⊕ pro přístroje HIFI-JUNIOR
- ⊕ pro elektronická měřidla
- ⊕ pro mechanické aplikace
- ⊕ pro jiné zesilovače a tunery
- ⊕ pro amatérské experimenty
- ⊕ náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřidle bez drážky. Ani při silovém uťažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru 1 mm mezi panelem a obvodem černého kónického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky střízlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks:
Prodej za hotové i poštou na dobírku.
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:
Do 200 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

13,70 Kčs

obchodní označení	určeno pro hřídele	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	\varnothing 6 mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	\varnothing 4 mm	992 102 003	384 997 020 014

telefon: prodejna 24 83 00
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 76 73
telec: 121601



ELEKTRONIKA

podnik ÚV SvaZarmu
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1